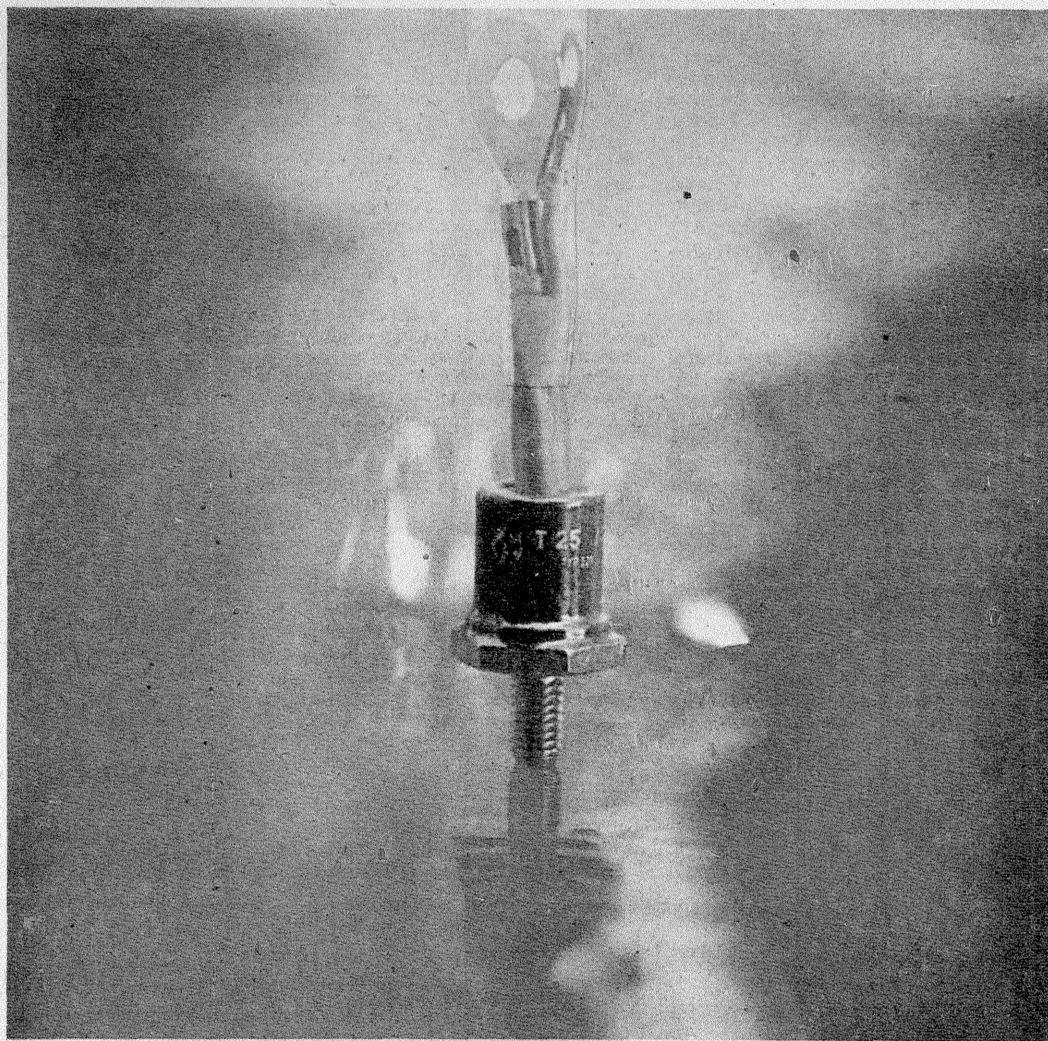
Tehnium

REVISTĂ LUNARĂ EDITATĂ DE C.C. AL U.T.C.   ANUL XIX - NR. 223   6/89

CONSTRUCȚII PENTRU AMATORI

SUMAR



Temporizator digital

(PAG. 16-17)

ADRESA REDACȚIEI: TEHNIUM-BUCUREȘTI, PIAȚA SCÎNTEII NR. 1, COD 79784
OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON 17 60 10, INT. 2059, 1151

PREȚUL 3 LEI

CT

TRANZISTOARE ÎN PARALEL. TESTARE ȘI APLICAȚII

Ing. EMIL VOICULESCU, Ing. SEVER MICAN

Evoluția din ultimii ani a tranzistoarelor bipolare de putere și de comutație este impresionantă. Pe plan intern, anunțarea Darlington-urilor de foarte mare putere din familia GT (Giant Transistor), [1], constituie un eveniment tehnic de primă importanță. Utilizînd capsule hockey-puck cu diametre pînă la 74 mm (capsula T50), vor putea fi comutați curenți de 600 A, la 1 000 V, adică de 600 kW, cu un singur tranzistor. Datorită performanțelor deosebite însă, astfel de supertranzistoare vor rămîne în mod firesc componente scumpe și nu vor intra în dotarea amatorilor. Întrucît gama puterilor de acționare este foarte largă, punerea în paralel a tranzistoarelor de putere rămîne actuală [2—5].

1. **Regimul de c.c. al tranzistoarelor legate în paralel**

Cînd se leagă direct în paralel (terminal cu terminal) tranzistoare cu caracteristici diferite, ele trebuie să lucreze la aceleași tensiuni V_{BE} și V_{CE}, ceea ce înseamnă curenți de bază diferiți și curenți de colector diferiți (fig. 1a). Aceasta duce la supraîncărcarea unuia dintre tranzistoare și la creșterea temperaturii lui. În regiunea activă normală, unde caracteristicile tranzistorului sînt aproape orizontale, dezechilibrul se datorează numai dispersiei lui β la tensiunea V_{CE} respectivă.

Calea cea mai simplă de egalizare a curenților de colector constă în plasarea unor rezistoare în serie cu emitoarele, ca în figura 1b. Valoarea rezistoarelor de egalizare nu poate fi prea mare, din cauză că puterea pe care o disipă reprezintă pierderi suplimentare. O cădere de tensiune de circa 0,4 V ... 1 V reprezintă compromisul optim [5], acesta constituind criteriul de dimensionare la curentul dat.

Din figura 1b rezultă:

$$V_{1-2} = V_{BE1} + R_E \cdot I_{E1} = V_{BE2} + R_E \cdot I_{E2} \quad (1)$$

Scriind

$$I_E = \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right) V_{BE}, \quad (2)$$

rezultă că

$$\frac{V_{BE2}}{V_{BE1}} = \frac{1 + \left(\frac{1}{r_{\pi1}} + g_{m1}\right) R_E}{1 + \left(\frac{1}{r_{\pi2}} + g_{m2}\right) R_E} = \frac{1 + g_{m1} \cdot r_{\pi1}}{1 + g_{m2} \cdot r_{\pi2}} = \frac{\beta_1}{\beta_2} \quad (3)$$

dacă R_E este suficient de mare pentru ca să fie justificată neglijarea $1 \ll R_E$.

Relația (3) demonstrează că, datorită cuplajului prin rezistoarele R_E, tranzistorul cu amplificarea mai mică este comandat mai puternic, aceasta conducînd la egalizarea curenților.

Folosind procedeul descris, au fost proiectate sursele stabilizate din figurile 2 și 3 [2], cu grupuri de reglaj compuse din tranzistoare puse în paralel. Configurația grupului de reglaj permite în ambele cazuri montarea tranzistoarelor de putere pe același radiator, fără izolare [3]. Alimentînd cu tensiune stabilizată circuitul 723 (fig. 3), crește rejecția variațiilor tensiunii de intrare, iar potențialul radiatorului este practic cel al masei (0 ...—0,7 V).

Cu ieșirea în scurtcircuit, pe grupul regulator se disipă aproximativ 290 W, de aici necesitatea a patru tranzistoare (cca 73 W/tranzistor). Puterea de comandă sub 2 W a permis utilizarea unui singur tranzistor BD în prefinal [3]. Din potențiometrul de 2,5 kΩ se ajustează nivelul tensiunii de ieșire.

2. **Regimul de comutație al tranzistoarelor legate în paralel**

Tranzistoarele de putere sînt folosite mai ales în circuite de comutație în care sarcina este inductivă.

La comutație directă nu apar în general probleme; de îndată ce începe să crească curentul prin tranzistorul mai rapid, viteza sa de creștere este limitată de cea a curentului de bază. La comutație directă, orice tranzistoare se împerechează bine.

La comutație inversă însă, după blocarea tranzistoarelor rapide, tranzistorul cu cel mai lung timp de stocare trebuie să conducă întreg curentul de sarcină. Dacă puterea disipată de tranzistoarele rapide este scăzută, cele mai lente trebuie să comute vîrfuri importante de energie, cu pericolul căderilor prin străpungere secundară. Proiectantul trebuie să se asigure că nu sînt depășite valorile limită absolute nici pentru tranzistoarele mai încărcate (cele lente), că rămîn și acestea în interiorul ariei de funcționare sigură.

Datele de catalog, chiar atunci cînd specifică dispersia timpilor de

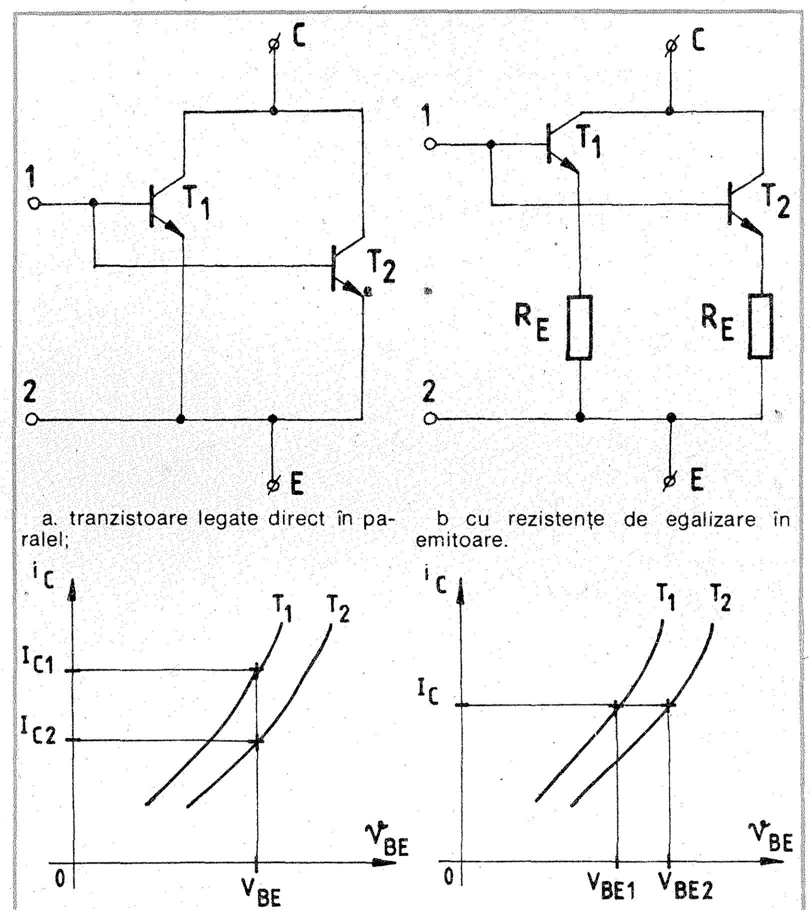


Fig. 1: Efectul rezistențelor de egalizare asupra distribuției curentului prin tranzistoare.

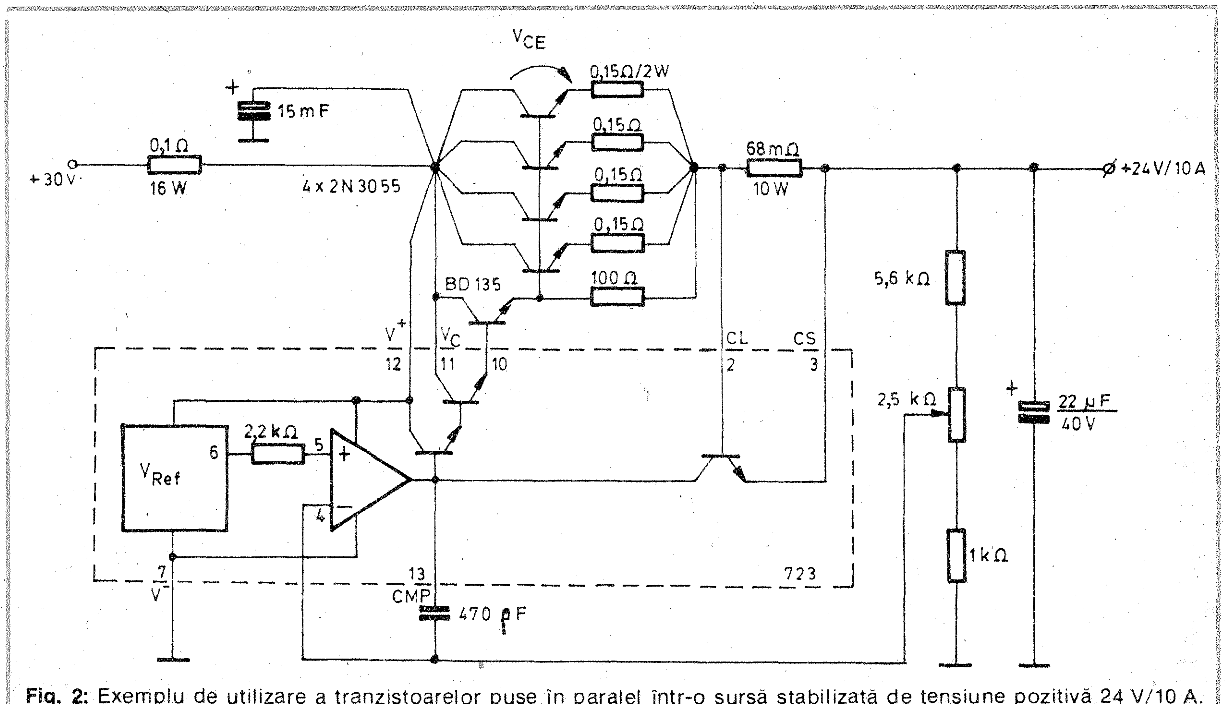


Fig. 2: Exemplu de utilizare a tranzistoarelor puse în paralel într-o sursă stabilizată de tensiune pozitivă 24 V/10 A.

comutație, nu sînt suficiente pentru împerecherea tranzistoarelor de putere; sortarea acestora după timpii de comutație măsurați la curentul pe care urmează să-l comute asigură fiabilitatea necesară și este, de fapt, singura soluție practică. Testorul prezentat în cele ce urmează este destinat acestui scop.

3. **Descrierea testorului**

Pentru împerecherea a două pînă la opt tranzistoare a fost proiectat dispozitivul a cărui schemă bloc este dată în figura 4. Funcționarea sa este următoarea: din circuitul secvențial, care este un numărător în inel, se comandă pe rînd tranzistoarele testate în ritmul impulsurilor de tact de la generator. Acestea sînt legate pentru a forma funcția SAU-cablat în punctul V_{CE} — OSC (OSC — punct de control pentru osciloscop). Rezultă astfel în punctul I_1—OSC o succesiune de impulsuri distincte care pot fi suprapuse ca în figura 5, dacă se declanșează sincronizarea cu frontul lor crescător. Pentru aceasta se folosește un transformator de impulsuri pe oală de ferită, cu una-două spire în primar și secundarul puternic amortizat (transformator de curent). În acest fel, componenta inductivă introdusă de transformator în circuitul colectoarelor $T_1 ... T_8$ este practic neglijabilă, iar impulsurile secundare reproduc fidel impulsurile curenților de colector. La osciloscoapele sofisticate variația factorului de umplere poate fi contracarată și sincronizarea impulsurilor individuale este ușor realizabilă în ciuda jitterului. Faptul că impulsurile curenților de colector sînt suprapuse de un osciloscop obișnuit este aproape întotdeauna un dezavantaj. În cazul de față, acest „dezavantaj" este chiar principiul pe baza căruia se compară timpii de comutație ai tranzistoarelor de împerecheat.

În cele ce urmează sînt descrise blocurile funcționale.

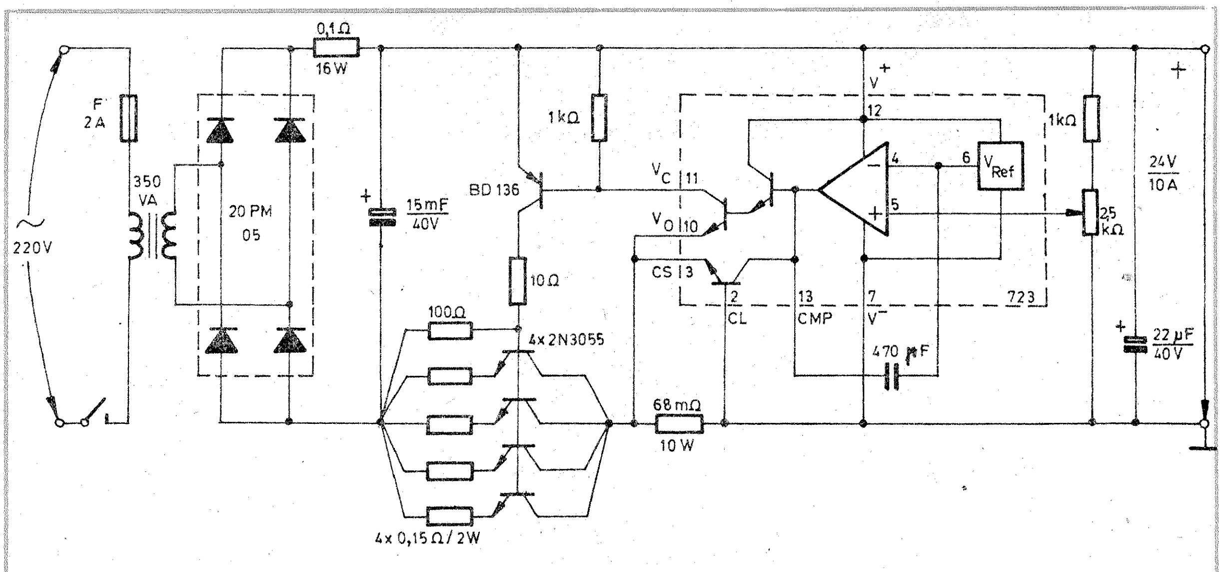


Fig. 3: Stabilizator serie de 24 V/10 A, cu grupul de reglaj amplasat pe bara minus.

3.1. **Selectorul modului de lucru**

Permite împerecherea a 2, 3, 4 sau 8 tranzistoare, singurele combinații care prezintă interes în practică [4]. În cazul în care este necesară punerea în paralel a mai multor tranzistoare, acestea se asociază în grupuri, iar la împerechere se selectează grupurile cu timpi de comutație apropiați.

Selectorul din figura 6 folosește comutatorul senzorial SAS560. Față de schema recomandată de producător, circuitul prezintă următoarele adaptări:

— rezistoare de zeci de kiloohmi în loc de megaohmi și condensatoare de nanofarazi, pentru diminuarea pericolului de autoperturbare a testorului;

— taste în locul contactelor prin atingere (tactile feedback).

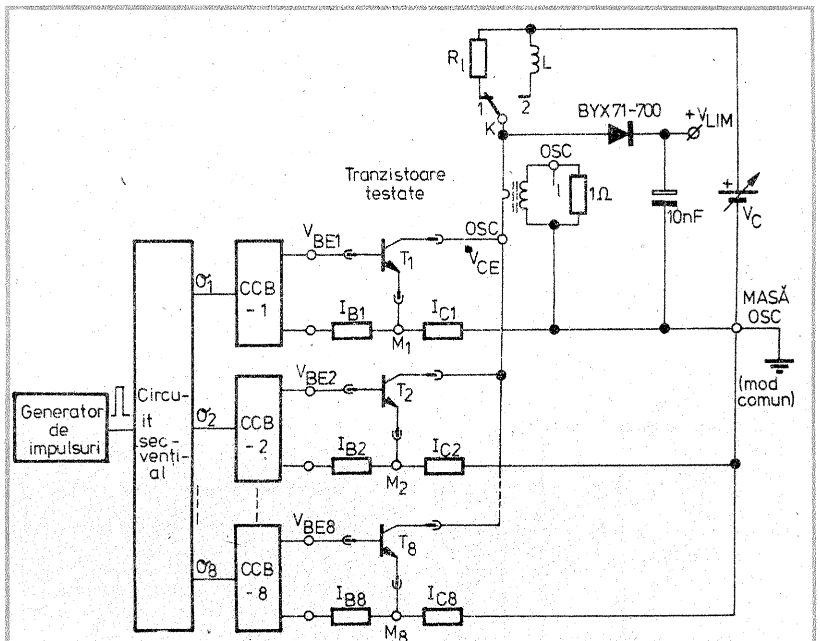


Fig. 4: Schema bloc a testorului pentru împerecherea tranzistoarelor în regim de comutație. CCB — circuitele de comandă în baze.

Tensiunea de alimentare de peste 30 V se obține simplu cu un triplor legat la redresorul de 12 V.

3.2. **Repartizorul impulsurilor de comandă în baze**

Este construit în jurul numărătorului octal 4022 (fig. 7). Pe calea comutatorului analogic 4066 — bistabilul RS cu 4001 — Reset 4002, se închide o reacție care permite funcționarea numărătorului în cele patru moduri dorite:

— ca bistabil la ieșirile 1-2, cînd se deschide poarta A din comutatorul 4066 (două tranzistoare testate);

— ca numărător în inel cu 3 sau 4 stări, cînd se deschide poarta B, respectiv C;

— ca numărător cu 8 stări, cînd bucla prin 4066 este deschisă, iar circuitul 4022 funcționează ca numărător octal propriu-zis.

Generatorul de tact realizat cu timerul 555 produce o frecvență de 10 kHz. Ținînd seama că durata conducției fiecărui tranzistor testat este fixată la 10 µs [1] prin al doilea 555, rezultă factorii de umplere în cele patru moduri de lucru: de la 1% pentru opt tranzistoare testate, la 5% cînd se testează două. Aceasta exclude necesitatea radiatoarelor pentru tranzistoarele testate, chiar atunci cînd prin ele trec curenți de mai mulți amperi (este recomandabil ca împerecherea să se facă la curentul la care vor lucra tranzistoarele testate).

Cu multiplexorul cu NAND-uri și bufferele de ieșire se ajunge la zece circuite integrate folosite.

3.3. **Circuitul de comandă în bază**

În figura 8 este prezentat circuitul de comandă în bază pentru un singur tranzistor testat, împreună cu circuitul de măsurare a timpilor de comutație.

Tranzistorul de intrare este repetor pe emitor pentru a oferi o rezistență de sarcină de mai multe zeci de kiloohmi pentru repartizorul CMOS. Pe ramura de sus se comandă comutația directă. Tranzistorul BD136 a fost conectat ca generator de curent comandat pentru ca, împiedicîndu-i saturația, impulsul curentului de bază să fie rapid.

Pe ramura de jos se comandă comutația inversă. Sursa de minus 5 V accelerează comutația inversă fără străpungerea joncțiunii B-E a tranzistorului testat. Durata polarizării inverse a bazei este fixată prin grupul 1 nF, 270 Ω și 330 Ω. În lipsa comenzii, tranzistorul este menținut blocat prin rezistorul de 47 Ω și prin cel de 1 Ω dintre emitor și masă. Căderea de tensiune de pe acesta din urmă este proporțională cu curentul de comandă și poate fi vizualizată mutînd masa osciloscopului în punctul M_1.

Punctele de măsură $M_1 ... M_8$ servesc la identificarea impulsurilor curenților de colector după multiplexarea lor în timp. Cu o sondă a osciloscopului în punctul I_1-OSC și masa osciloscopului în punctul MASĂ OSC, se trece sonda celui de-al doilea canal al osciloscopului în punctele $M_1 ... M_8$, vizualizînd curentul de colector al tranzistorului respectiv. Pentru identificare, cele două imagini pot fi suprapuse

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

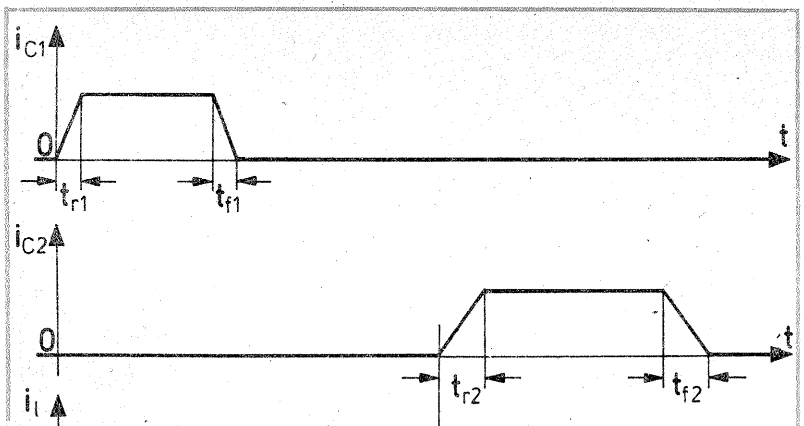


Fig. 5: Forme de undă ilustrînd principiul de măsurare utilizat.

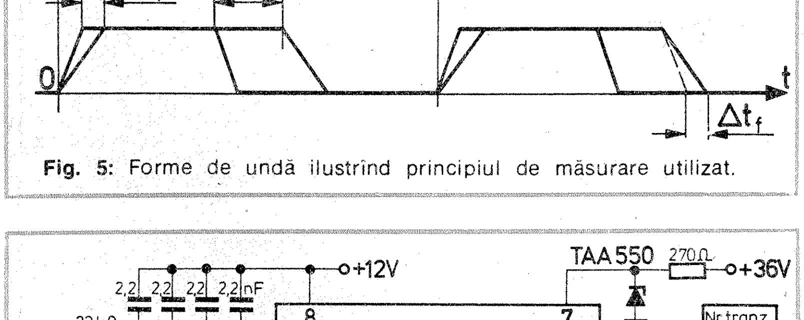


Fig. 6: Selectorul modului de lucru.

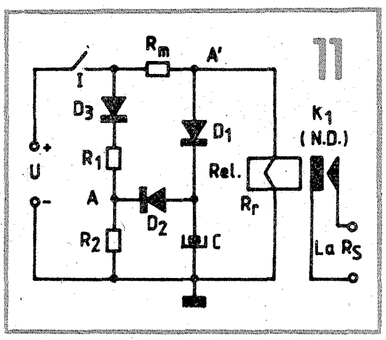
INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

ARTIFICII CU RELEE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

De exemplu, pentru un bec telefonic din seria 24 V/50 mA luat la întîmplare s-a măsurat o rezistență a filamentului „rece" de cca 100 Ω, pe cînd în regimul nominal acest bec prezintă o rezistență de aproximativ 24 V: 50 mA = 480 Ω.

Pentru astfel de aplicații se vor alege becuri al căror curent nominal să fie apropiat de curentul solicitat de releu în regimul normal de funcționare, pentru a beneficia într-o măsură cît mai mare de variația rezistenței filamentului. De exemplu, pentru releele obișnuite de mica putere, avînd curentul de anclanșare de 20 ÷ 40 mA, se pot folosi becuri telefonice de 50 mA, cu tensiunea nominală aleasă în funcție de gradul de supravoltare dorit (ca și de tensiunea disponibilă pentru alimentare).

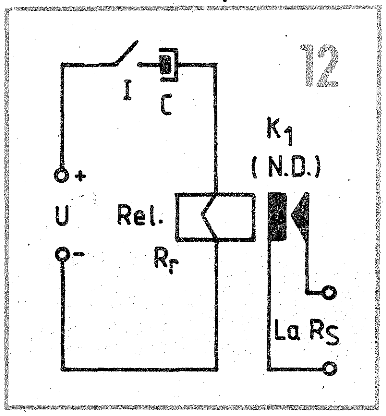


4. RELEE „ÎNCETINITE"

Există aplicații practice în care se impune nu reducerea ci, dimpotrivă, creșterea timpului de anclanșare a unui releu dat. Există, de asemenea, relee special construite în acest sens, întîrzierea fiind obținută cu ajutorul unei spire în scurtcircuit pe piesa polară a bobinei, al unor mecanisme amortizoare sau prin intermediul unor temporizatoare termice.

Pentru a reduce viteza de anclanșare a unui releu obișnuit putem apela, ca și în cazul „accelerării", la serviciile unui condensator adecvat plasat în paralel cu bobina (fig. 9). De data aceasta însă, întrerupătorul I de comandă nu se mai amplasează după grupul R–C, ca în figura 6, ci înaintea lui, din motive evidente. Într-adevăr, la închiderea întrerupătorului, condensatorul începe să se încarce prin R_m, nepermițînd releului să anclanșeze decît după un anumit interval de timp T, mai precis, cînd tensiunea pe condensator atinge valoarea pragului de anclanșare, U_a.

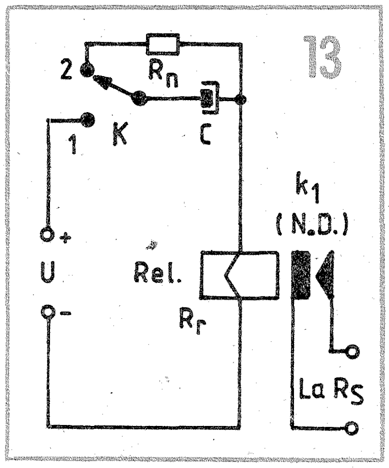
Subliniem faptul că nu avem de-a face aici cu simpla încărcare a lui C prin R_m, de la tensiunea U, conform cunoscutei legi exponențiale, deoarece în paralel cu C se afla co-



nectată rezistența bobinei, R_r, care absoarbe și ea un anumit curent, îngreunînd încărcarea condensatorului. Rezultatul îl constituie obținerea unor întîrzieri apreciabile, pînă la ordinul zecilor de secunde, cu condensatoare de capacități uzuale, bineînțeles dimensionînd adecvat rezistența de încărcare R_m și tensiunea de alimentare U. Tensiunea U se va lua obligatoriu mai mare decît U_a, dar nu din considerente de supravoltare, ci pentru a compensa căderea pe rezistența R_m la curentul de regim nominal.

Circuitul din figura 9 are însă un inconvenient ce poate fi neacceptabil în unele situații practice: o dată cu întîrzierea anclanșării, el operează și o întîrziere (mai mică) a eliberării releului, cauzată de descărcarea condensatorului prin rezistența bobinei la deschiderea întrerupătorului (practic de la o tensiune aproximativ egală cu U_a, în regim anclanșat, pînă la pragul de eliberare U_e).

Pentru remediere sugerăm artificiul din figura 10, unde se folosesc, în plus, o pereche de contacte normal închise, k_2, o pereche de contacte normal deschise, k_3, și, eventual, o rezistență R_n de valoare mică pentru protecția contactelor. În repaus, condensatorul C se afla conectat în paralel cu bobina releului, prin k_2 închise. La închiderea lui I, C se încarcă prin R_m și, după intervalul menționat, releul anclanșează. Simultan însă, prin contactele k_3 care se închid, condensatorul este descărcat rapid, astfel ca la



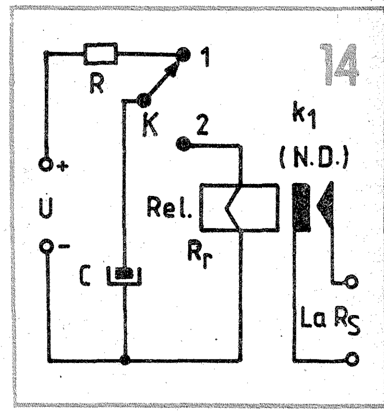
întreruperea alimentării el nu mai afectează cu nimic viteza de eliberare a releului. Mai mult, circuitul de întîrziere la anclanșare este restabilit automat, fiind pregătit pentru un nou ciclu.

Se poate spune că și această soluție are un inconvenient, anume necesitatea ca releul să dispună de contactele suplimentare k_2 și k_3. Într-adevăr, dacă releul nu posedă aceste contacte ce facem?

O sugestie de răspuns este schema de principiu din figura 11, care asigură întîrzierea la anclanșare fără a afecta viteza de eliberare și fără a face apel la contactele de lucru ale releului. Elementele R_m și C au rolul arătat anterior, intervenind însă în plus diodele D_1–D_3 și divizorul rezistiv R_1–R_2. Rezistențele R_1 și R_2, eventual materializate printr-un potențiometru, se aleg astfel încît potențialul punctului median A față de masă să fie egal cu potențialul punctului A' (borna „caldă" a bobinei) atunci cînd releul este anclanșat. Grație acestui aranjament, curentul via D_1–D_2–R_2–masă este nul în regimul normal de funcționare. Modificarea survine la deschiderea întrerupătorului I, cînd potențialul punctului A „cade" la masă și astfel condensatorul C se poate descărca rapid prin D_2 și R_2, pregătind montajul pentru o nouă acționare.

5. RELEE LIMITATOARE

O altă categorie de aplicații neconvenționale ale releelor se referă



la funcționarea acestora pentru un interval de timp scurt, predeterminat. Și în acest caz se poate apela la încărcarea unui condensator C prin rezistența bobinei, de exemplu ca în figura 12. La închiderea întrerupătorului, condensatorul (descărcat) se comportă ca un scurtcircuit, permițînd anclanșarea imediată a releului; pe măsură ce acesta se încarcă însă prin R_r, tensiunea la bornele bobinei scade treptat, atingînd la un moment dat pragul de eliberare U_e, cînd releul revine în repaus. Durata de funcționare se poate calcula aproximativ cu relația (2).

Inconvenientul circuitului din figura 12 constă în faptul că necesită un interval relativ mare între două acționări succesive. Într-adevăr, la deschiderea întrerupătorului, condensatorul rămîne încărcat la tensiunea U_e și o nouă acționare imediată a lui I ar conduce la timp de anclanșare semnificativ diminuat. Pe de altă parte, descărcarea lui C în circuit deschis se poate face numai datorită curenților de fugă în dielectric, ceea ce — pentru condensatoare de bună calitate — poate dura pînă la cîteva zile!

Remediul este însă foarte simplu (fig. 13), și anume prin înlocuirea întrerupătorului simplu I cu un comutator basculant cu două poziții, K. Pe poziția 1 a lui K, funcționarea este cea descrisă anterior. Pe poziția 2, alimentarea este întreruptă și simultan C este descărcat prin rezistența R_n de valoare mică (cîteva ohmi, pentru protecția contactelor, dacă este cazul).

În fine, ca variantă la montajul precedent menționăm schema din figura 14, cu condensator paralel. Pe poziția 1 (de „așteptare") a lui K, C se încarcă prin rezistența R la tensiunea U. La trecerea lui R în poziția 2, condensatorul începe să se descarce prin R_r, anclanșînd releul. Eliberarea releului se produce automat în momentul în care tensiunea pe condensator atinge pragul U_e. Bineînțeles, condensatorul continuă să se descarce prin R_r, pregătind astfel o nouă acționare.

CONDENSATOARE CU PIERDERI

Experimentînd diverse montaje de temporizare bazate pe încărcarea sau descărcarea în timp a unui condensator, constructorii amatori au adeseori surpriza de a constata că rezultatele practice obținute se abat semnificativ de la previziunile „teoretice". Uneori diferențele sînt atît de mari încît este exclusă orice posibilitate de „justificare" pe baza erorilor cumulate datorate toleranțelor pieselor, impreciziei măsurătorilor, aproximărilor de calcul etc.

Să considerăm, de exemplu, circuitul banal din figura 1, unde condensatorul C se încarcă prin rezistența R de la tensiunea continuă constantă U. Presupunem că la momentul $t_0 = 0$, cînd se închide întrerupătorul, condensatorul se află descărcat complet, $U_c(t_0) = 0$ și ne propunem să determinăm intervalul de timp $\Delta t = t_1 - t_0 = t_1$ după care tensiunea la bornele lui C atinge o anumită valoare prestabilită, $U_c(t_1) = U_1$, bineînțeles cu condiția $U_1 < U$.

Măsurarea tensiunii $U_c(t)$ este ea însăși o chestiune delicată, dar pentru discuția de față vom considera această problemă rezolvată suficient de precis, de exemplu cu ajutorul unui repetor de tensiune, A, cu impedanță foarte mare de intrare.

Teoria demonstrează fără echivoc că legea de variație în timp a tensiunii $U_c(t)$ în acest caz are forma:

$$U_c(t) = U(1 - e^{-t/RC}) \quad (1)$$

cu condiția, ușor de îndeplinit, ca mărimile U, R și C să fie practic constante.

Dacă transcriem această relație pentru momentul $t = t_1$ și efectuăm calculele implicate, obținem pentru intervalul de timp căutat expresia:

$$\Delta t = t_1 = R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{U}{U - U_1}\right) \quad (2)$$

Pentru exemplificare să presupunem că am ales pragul $U_1 = U/2$, caz în care expresia (2) devine:

$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln 2 \approx 0{,}69315 \cdot R \cdot C. \quad (3)$$

De pildă, pentru combinația R = 1 MΩ și C = 100 μF va rezulta o va-

ABC

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Vom face totuși unele precizări elementare, avînd în vedere faptul că numeroși constructori amatori — și nu numai începători — se îndoiesc de necesitatea și utilitatea acestei munci suplimentare, adeseori anevoioasă, de vreme ce ei au obținut deja rezultatul căutat, prin măsurare sau prelucrare adecvată. Alții, chiar dacă nu contestă utilitatea estimării erorilor, fac dovada indirectă a ignoranței sau a neglijenței în această privință prin simpla scriere a unor valori numerice, chiar în materialele propuse spre publicare (am întîlnit, de pildă, valori ale rezistenței electrice de genul 8,2715 kΩ). Încă și mai trist este faptul că în articole cu caracter științific sau tehnic, apărute în publicații de specialitate, putem găsi, de pildă, concentrații ale unui element chimic în apă de genul 0,72365 g/l, cînd precizia estimativă a metodei de determinare este de 5 ÷ 10%, în nici un caz mai bună de 1 ÷ 2%.

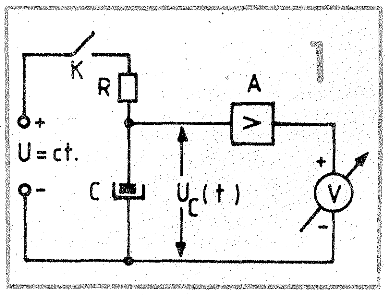
Evaluarea erorilor de măsurare, ca și a celor rezultate prin calcule sau interpolări, este în primul rînd necesară pentru a putea interpreta corect rezultatele experimentale obținute. Să ne imaginăm, de exemplu, că urmărim variația în timp a tensiunii electrice la bornele unei surse (rezistențe, circuit etc.) și alcătuim un tabel amplu cu perechile de valori corespondente U și t. Trasînd graficul respectiv în coordonatele U și t, putem obține o corelație foarte bună care să urmărească, de pildă, o lege sinusoidală. Concluzia pare evidentă dar... Dar dacă ne dăm osteneala să estimăm eroarea maximă posibilă în determinarea valorilor numerice ale tensiunii (presupunînd că timpul a fost măsurat suficient de precis) și dacă această eroare este cu mult mai mare decît abaterea maximă a setului de valori U față de media aritmetică generală, vom ajunge la concluzia că nu avem nici o justificare pentru a interpreta respectiva variație conform „evidentei" legi sinusoidale. Oricare altă modalitate de variație în timp a tensiunii este posibilă, după cum este posibil și la fel de probabil ca tensiunea noastră să fie, de fapt, constantă. Pentru elucidarea problemei avem nevoie neapărat de o precizie mai bună de măsurare și nu de o mai mare „putere de convingere" a colegilor sau interlocutorilor.

Un alt motiv întemeiat de a estima erorile este acela de a conduce în mod realist calculele numerice implicate, iar în final de a exprima corect, reproductibil, rezultatul obținut. Există în această privință două tendințe diametral opuse în comportare, dar convergente în consecințe. Pe de o parte, riscul de a supraestima „contribuția" erorilor cumulate, care poate duce la atitudini prea expeditive de măsurare, aproximare prin rotunjire, calcul etc., în final la obținerea unor rezultate cu mult sub disponibilitățile reale de precizie ale aparatelor sau metodelor utilizate, implicit la obținerea unor reproductibilități nesatisfăcătoare în aceleași condiții experimentale. Această tendință este, din fericire, mai rar întîlnită, manifestîndu-se de obicei în cazul unor măsurători cu caracter orientativ. Mult mai frecvent se întîmplă, din neglijență sau necunoaștere, să se subestimeze erorile experimentale și de calcul, uneori chiar sub acoperirea pretinsei „rigurozități". Rezultatele finale, la fel de prost reproductibile ca și în cazul extremei precedente, se obțin de data aceasta cu mari eforturi nejustificate de calcul, citire pe aparate, scriere etc. Coșmarul cel mai mare îl constituie, fără îndoială, efectuarea unor calcule matematice elementare cu numere aproximative conținînd mult prea multe cifre semnificative decît se justifică în cel mai fericit caz. „Prin nimic nu se recunoaște mai aparent lipsa educației matematice — spunea Gauss — decît prin precizia nemăsurată a calculului numeric."

Un echilibru rațional între aceste practici extreme nu poate fi obținut decît prin însușirea unor noțiuni elementare referitoare la proveniența, semnificația și modalitățile de exprimare cantitativă a erorilor.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU



loare teoretică a intervalului $t_1 \approx 0{,}693 \cdot 10^6\ \Omega \cdot 100 \cdot 10^{-6}\ F = 69{,}3$ s.

Ce concluzie vom trage însă dacă în loc de cca 69 s, intervalul determinat experimental va avea valoarea de 100 s ori 200 s, eventual chiar mult mai mare? Desigur, atunci cînd ne confruntăm cu astfel de neconcordanțe flagrante, prima noastră grijă este de a repeta atent experimentul. Dacă rezultatul persistă, vom trece la măsurarea rezistenței, condensatorului și tensiunii de alimentare (chiar dacă am mai făcut-o o dată, cine știe? poate s-a strecurat o greșeală). Vom verifica și repetorul utilizat pentru măsurarea tensiunii $U_C(t)$. În final, chiar și folosind mijloace improvizate, ne vom convinge că eroarea maximă totală (cumulată) ar putea fi în cel mai rău caz de ordinul a ± 20 ÷ 25%, deci nu aceasta este cauza abaterii constatate. Dar atunci care?

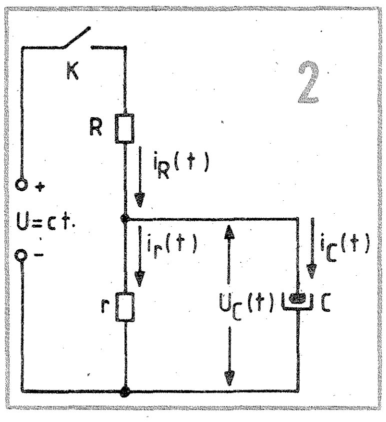
Următorul gînd ne duce la teorie, mai precis la relațiile (1) și (2) pe care nu avem însă curajul să le suspectăm deoarece experiența le confirmă atît de frecvent în situații similare.

Ajungem, în fine, la condensator. Ne aducem aminte chiar că numeroși autori recomandă pentru astfel de aplicații selecționarea unor condensatoare „fără pierderi" sau „cu pierderi foarte mici". Ce semnificație au aceste precizări lapidare, adeseori trecute cu vederea de cititori sau chiar omise de către autori, dar niciodată exprimate concret, numeric?

Se știe că orice condensator real, fizic, prezintă — pe lîngă capacitatea sa electrică, C — și o anumită rezistență electrică „de fugă", datorată „pierderilor" în dielectric. Această rezistență, pe care o vom nota cu r, poate fi considerată cu o bună aproximație ca fiind plasată în paralel cu capacitatea C. Este vorba doar despre un model simplificat (în realitate lucrurile sînt ceva mai complexe), dar care ne ajută mult în elucidarea unor situații ca aceea descrisă anterior.

Dacă vom relua circuitul nostru de încărcare, de data aceasta figurînd și rezistența internă de pierderi r (fig. 2), vom constata ușor că „teoria" precedentă își pierde valabilitatea în general, rămînînd acceptabilă cu o bună aproximație numai în situațiile particulare de limită, cînd $r \gg R$.

Într-adevăr, să presupunem că am închis întrerupătorul și am așteptat pînă la încărcarea completă a condensatorului, cînd tensiunea la bornele sale a încetat să mai crească, menținîndu-se la o valoare constantă, U_{cmax}. Curentul de



încărcare propriu-zisă a capacității, i_c, devine în această situație nul, dar prin ansamblul R + condensator va continua să mai circule un anumit curent „de fugă", i_f, avînd valoarea determinată de mărimile U, R și r:

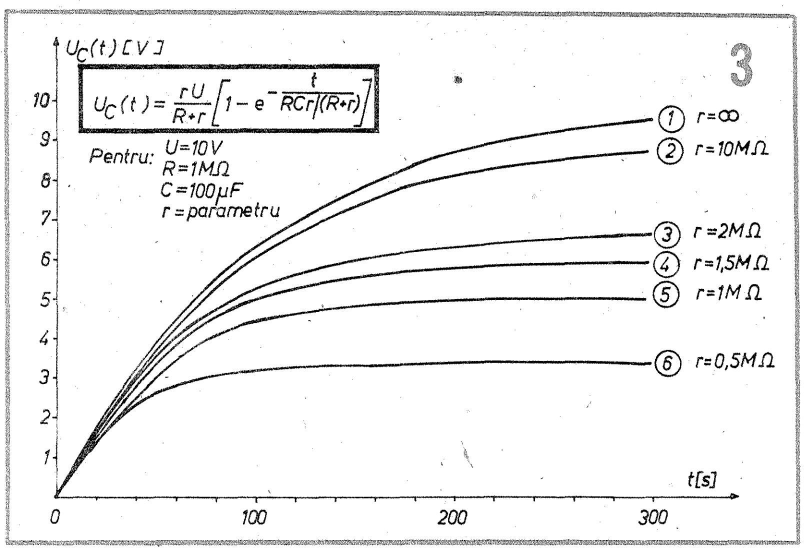
$$i_f = U/(R + r) \qquad (4)$$

Căderea de tensiune produsă de acest curent la bornele rezistenței r va fi tocmai tensiunea constantă, maximă, pînă la care s-a încărcat capacitatea C, adică:

$$U_{cmax} = r \cdot i_f = \frac{r \cdot U}{R + r} \qquad (5)$$

Constatăm astfel o primă neconcordanță cu legea 1, care pentru un timp suficient de mare (teoretic $t \to \infty$) ar fi permis încărcarea condensatorului pînă la tensiunea finală $U_{cmax} = U$, adică pînă la tensiunea sursei de alimentare.

Mai mult, este de așteptat ca nici „rata" de încărcare în noua situație să nu mai fie cea preconizată de relația (1), deoarece o fracțiune a curentului total $i_R(t)$, variabilă în timp — mai precis crescătoare între zero și valoarea finală, aproximativ constantă, i_f — este sustrasă de la operația de încărcare propriu-zisă, constituind curentul de pierderi $i_r(t)$ prin rezistența r.



Într-adevăr, se demonstrează că legea de variație în timp a tensiunii la bornele condensatorului din figura 2 are expresia:

$$U_c^*(t) = \frac{rU}{R + r}\left[1 - e^{-\frac{t}{RCr/(R+r)}}\right] \qquad (6)$$

Pasionații pot deduce ușor această relație plecînd de la observația că, în orice moment, curentul $i_R(t)$ este egal cu suma curenților $i_c(t)$ și $i_r(t)$; se înlocuiesc acești curenți prin expresiile lor în raport cu elementele din circuit (R, r, C, U), se integrează ecuația diferențială obținută și se impune condiția la limită pentru $t_0 = 0$. Noi nu o vom face aici din motive evidente.

Să remarcăm, în primul rînd, că noua lege de încărcare, (6), confirmă observația noastră precedentă sintetizată prin relația (5). Cu alte cuvinte, un condensator real, cu rezistență de pierderi finită, nu va putea fi niciodată încărcat, printr-o rezistență externă dată, pînă la valoarea tensiunii de alimentare a circuitului. Pragul U_{cmax} este cu atît mai apropiat de valoarea U cu cît rezistența de pierderi r este mai mare în comparație cu R.

Dacă rezolvăm ecuația (5) în raport cu r,

$$r = \frac{R \cdot U_{cmax}}{U - U_{cmax}} \qquad (7)$$

obținem o metodă foarte simplă de determinare a rezistenței de pierderi, r, bazată pe măsurarea tensiunii U_{cmax} (pentru R, U, C — date).

În al doilea rînd, observăm că rolul constantei de timp $\tau = RC$ din relația (1) este jucat în noua lege (6) de expresia:

$$\tau^* = R \cdot C \cdot \frac{r}{R + r} \qquad (8)$$

deci se confirmă și supoziția anterioară referitoare la modificarea „ratei" de încărcare.

Numeroase alte concluzii ce se pot trage — printre care și explicația neconcordanțelor despre care vorbeam la început — sînt conținute sugestiv în graficele din figura 3. S-a considerat circuitul de încărcare din figura 2, cu valorile particulare U = 10 V, R = 1 MΩ și C = 100 µF, reprezentîndu-se grafic ecuația (6) pentru diverse valori ale rezistenței r, luată ca parametru.

Apare astfel evident faptul că durata t_1 care ne crea nouă probleme (intervalul de timp pentru încărcarea de la zero pînă la o tensiune U_1 prestabilită) nu depinde numai de mărimile R, C, U și U_1, așa cum ne asigura relația (2), ci și de valoarea rezistenței de pierderi r, mai precis de raportul r/R. De pildă, pentru r = 1,5 MΩ, intervalul t_1 corespunzător pragului U_1 = 5 V devine în exemplul din figură de cca 107 s, semnificativ mai mare decît valoarea de cca 69 s dedusă teoretic conform relației (2).

Echivalenta relației (2) prin prisma legii (6) de încărcare se scrie:

$$t_1^* = R \cdot C \cdot \frac{r}{R + r} \cdot \ln\left[\frac{U}{U - \frac{R + r}{r} \cdot U_1}\right] \qquad (9)$$

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

ETAJE RF DE PUTERE

Ing. TUDOR TĂNĂSESCU, YO3-200 000/B

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Se va realiza un punct de masă unic în imediata vecinătate a catodului de care se cositoresc terminalele componentelor. Obținerea celor două moduri de lucru (figurată prin comutare pe schema de principiu) se va realiza în realitate prin introducerea sau scoaterea din cablaj a componentei respective.

Firul de conexiune l = 10 cm reprezintă inductanța „parazită" care realizează legătura între anodul tubului și primul condensator din filtrul π (C1 = 100 pF) din schema clasică cunoscută. În cazul de față acesta devine condensator de decuplare. Inductanța SRF este bobina circuitului de acord pe bandă din filtrul π, care în exemplul de față poate lipsi deoarece inductanța firului de alimentare cu +250 V este suficientă ca șoc (fir de laborator de circa 60—70 cm).

Montajul mai cuprinde un inel de gardă întîlnit în etajele de baleiaj TV cu rol antioscilant. Efectul acestui inel este de a concentra toate liniile de cîmp electric ale anodului. În lipsa acestuia închiderea liniilor de cîmp s-ar efectua pe terminalele de grilă, catod și ecran care ajung la piciorușe.

Filamentul poate fi alimentat prin șocuri RF care ar facilita în schema GM apariția oscilațiilor. Măsura nu este obligatorie deoarece firele de alimentare au o lungime suficientă pentru a funcționa ca șocuri.

Montajul mai cuprinde și o capacitate de 3 pF între anod și masă care reprezintă capacitatea de intrare a osciloscopului folosit, avînd următoarele caracteristici:

banda de 3 dB 0 ÷ 50 MHz, cu posibilități de apreciere calitativă pînă peste 200 MHz;

impedanța de intrare a sondei 1 : 10—10 pF ∥ 10 MΩ (capacitatea de 3 pF a fost inserată cu sonda);

sensibilitatea 5 mV/cm.

Ulterior s-a realizat un cuplaj cu buclă magnetică, anulîndu-se deci și influența capacității sondei de măsură.

Se obțin următoarele rezultate:

În schema cu grila la masă montajul autooscilează în regim sinusoidal pe o frecvență de circa 150 MHz.

Amplitudinea vizualizată a fost de circa 15 V_{vv}. În realitate valoarea vîrf la vîrf este mult mai mare, ținînd cont de erorile de măsură pe care le introduce osciloscopul, care nu mai este calibrat la această frecvență. În regim de amator, existența unor oscilații la acest nivel poate fi pusă în evidență cu un grid-dip-metru UUS. Eliminînd decuplarea grilei și decuplînd catodul, montajul este perfect stabil.

Refăcînd montajul inițial, dar mărind lungimea conexiunii de anod la 15 cm, inductanța parazită crește, avînd ca rezultat scăderea frecvenței.

Obținem astfel dovada că circuitul oscilant anodic se formează din această inductanță în combinație cu o capacitate parazită către masă.

Crescînd inductanța prin înlocuire cu o bobină avînd 3 spire ∅ 10 mm, frecvența scade în asemenea măsură încît montajul nu mai oscilează datorită scăderii cuplajelor la intrare.

Forțarea oscilațiilor este posibilă cu un mic „ajutor" pe care îl constituie conectarea între anod și catod a unui trimer de 2 ÷ 10 pF, ca o dovadă că această capacitate constituie „elementul de cuplaj".

Noua frecvență de rezonanță obținută va fi sensibil mai mică, dar amplitudinea oscilațiilor este de asemenea mare. Păstrînd elementele schemei neschimbate, dar efectuînd decuplarea catodului (decuplarea grilei se scoate din circuit), se va putea constata stabilitatea perfectă a montajului.

Se efectuează acest set de experiențe menținînd neschimbate condițiile de lucru, dar înlocuind tubul cu un exemplar „similar" de RF (G807).

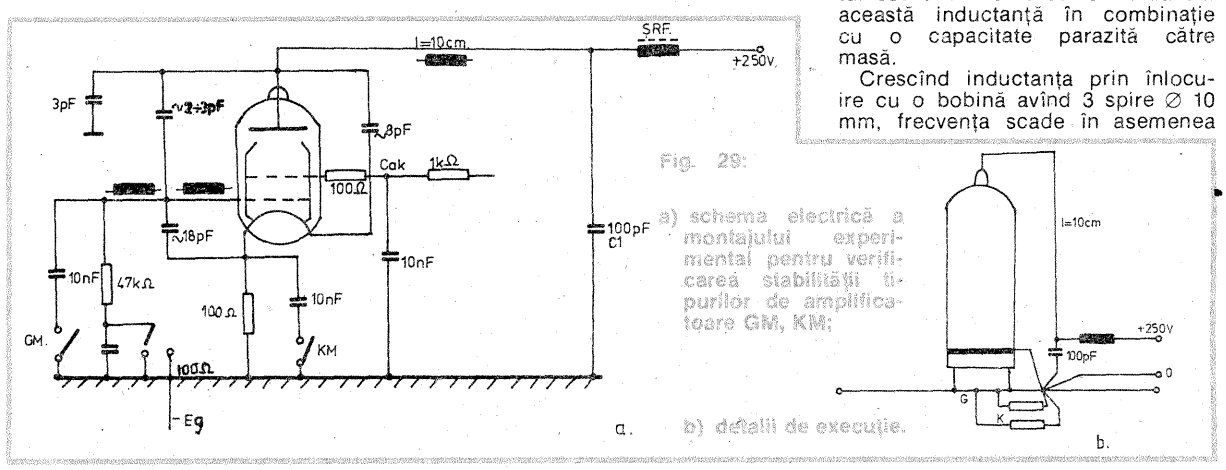


Fig. 29: a) schema electrică a montajului experimental pentru verificarea stabilității tipurilor de amplificatoare GM, KM; b) detalii de execuție.

Rezultatele sînt identice, cu excepția faptului că tubul 807 trebuie „ajutat" mai substanțial prin mărirea capacității anod-catod.

Panta acestui tub fiind considerabil mai mică, intrarea în oscilație este mai grea, dar montajul prezintă o instabilitate ridicată față de varianta cu catod la masă.

Repetînd experiențele cu tuburi de AF (6P14P, EL84), se obțin rezultate asemănătoare ca și în cazul folosirii tubului 6P36S. Scoaterea din oscilație cu metode clasice nu a condus la rezultate complet satisfăcătoare, deoarece s-a recurs la o metodă de „neutralizare" imaginată de autor.

Astfel, grila nu se mai decuplează „bine" la masă utilizînd un condensator de valoare ridicată. Condensatorul de decuplare se alege de tip trimer, de 10 ÷ 200 pF.

La valori mari (decuplare bună), montajul oscilează. Prin reglaj către valori mici ale acestei capacități se constată ieșirea bruscă din oscilație (prag de instabilitate).

Schema echivalentă a montajului este o schemă de neutralizare în punte echilibrată (figura 16).

Experiențele de mai sus pot fi continuate prin introducerea în montaj a unei negativări fixe reglabile. Se va constata că stingerea oscilațiilor este posibilă prin creșterea negativării, ca o dovadă că valoarea pantei S contribuie la satisfacerea condiției de oscilație (pantă mare-instabilitate mare).

Un asemenea etaj care nu oscilează în repaus, dar care este foarte pe aproape, în regim dinamic, cînd pe catod se aplică semnal care face ca negativarea grilei să devină variabilă, va genera oscilații parametrice greu de pus în evidență.

Drept concluzii finale se impun următoarele:

— pentoda cu supresorul legat intern sau tetrodele cu fascicul dirijat, în schema cu grila la masă, datorită performanțelor inferioare, nu pot fi reținute în atenție ca o soluție;

— în lipsa unor date precise, tetrodele simple sau pentodele cu supresor separat comportă anumite riscuri și incertitudini; pe de altă parte, apare dezavantajul unei creșteri de putere a excitației, fără a ști dacă aceasta este compensată de creșterea stabilității;

— utilizînd tuburi, performanțele maxime ce se pot obține sînt: triode RF — grilă la masă; tetrode, pentode RF — catod la masă; tetrode duble RF contratimp — catod la masă, adică exact schemele clasice cunoscute de „old man"-ii de la începuturi.

VFO

Prof. MIHAI CORUȚIU,
Liceul „C.A. Rosetti"-București

Schema electrică a acestui oscilator este arătată în figură. Se observă că montajul este alcătuit din trei etaje: oscilatorul propriu-zis, echipat cu tranzistorul T1 și comandat cu ajutorul unei diode varicap, un etaj separator aperiodic care folosește tranzistorul T2 și etajul de ieșire, echipat cu tranzistorul T3, care are rolul de dublor de frecvență.

Oscilatorul este de tip Colpitts cu acord serie, ca în cazul oscilatoarelor Clapp, pentru care stabilitatea frecvenței este deosebit de bună.

Capacitatea de acord a circuitului oscilant care conține bobina L1 este dată de capacitățile condensatoarelor C1, C2, C3, C4 și de cea a diodei varicap D1.

Se știe că pentru o diodă varicap capacitatea variază aproximativ invers proporțional cu tensiunea electrică (continuă) aplicată la bornele ei. În cazul montajului prezentat, această tensiune poate fi modificată cu ajutorul potențiometrului de 50 kΩ și este aplicată diodei prin intermediul rezistorului de 470 kΩ.

Semnalul produs de oscilator, avînd frecvența de 3,5 MHz, este aplicat pe baza tranzistorului T2 cu ajutorul condensatorului de 22 pF. Cuplajul între etajul separator și etajul dublor de frecvență se realizează datorită condensatorului de 100 pF.

În acest mod la bornele circuitului oscilant de ieșire, format din bobina L2 și condensatorul fix de 250 pF, va exista un semnal cu frecvența de 7 MHz. Impedanța de ieșire este mică datorită bobinei L3, cuplată inductiv cu L2 și care are un număr mic de spire.

Pentru obținerea unei bune stabilități este indicat să se folosească în circuitele oscilante condensatoare cu coeficient de temperatură nul sau asociații de condensatoare pentru care, pe ansamblu, coeficientul de temperatură să fie aproximativ nul.

Bobina L1 se realizează pe o carcasă cu diametrul de 8 mm, prevăzută cu un miez reglabil de ferită. Această bobină conține 26 de spire alăturate din sîrmă de cupru+email+mătase cu diametrul de 0,3 mm.

Pentru confecționarea bobinelor L2 și L3 se folosește o carcasă identică cu carcasa bobinei L1. Înfășurarea L2 este formată din 16 spire alăturate din sîrmă de CuEm cu diametrul de 0,4 mm. Priza de colector este scoasă la spira 6 numărată de la borna pozitivă de alimentare. Înfășurarea L3 conține 5 spire alăturate din sîrmă de cupru + email + mătase cu diametrul de 0,3 mm și se găsește situată la baza bobinei L2.

Tranzistoarele T1, T2 și T3 sînt de tipul BC170 și pot fi înlocuite cu tranzistoare de tipul BC107. Ca diodă Zener (D2) poate fi folosită orice diodă de acest tip pentru care tensiunea de stabilizare este de 7,1 V.

Dioda varicap folosită în montaj este de tipul BA102. Evident, poate fi folosit și un alt tip de astfel de diodă, cu condiția de a modifica în

Rx-3,5MHz

R. MIHAI

Acest radioreceptor recomandat pentru activitatea de radiogoniometrie are circuitul de intrare aplicat prin tranzistorul T1 de tip BF961. Pe una din porți se aplică semnalul de la bobina L2.

Bobina L2 este construită pe o bară de ferită lungă de 120 mm și cu diametrul de 10 mm. Tot pe această bară se construiește și bobina L3, activă numai în momentul cînd intră în acțiune tranzistorul T6, comandat de o antenă filiformă lungă de 20 cm. Bobinele L2 și L3 se construiesc din sîrmă CuEm cu diametrul de 0,5 mm; bobina L3 are 3 spire, iar bobina L2 are 13 spire.

Oscilatorul local realizat cu tranzistorul T2 are bobina construită pe un tor de ferită și sînt bobinate 63 de spire CuEm 0,2.

Acordul circuitului de semnal și al oscilatorului este asigurat de diode varicap BB205. Polarizarea acestor diode se face din potențiometrul cu valoarea de 100 kΩ.

Circuitele L4 și L5 sînt acordate pe 455 kHz, fiind de tipul celor utilizate în radioreceptoarele miniatură.

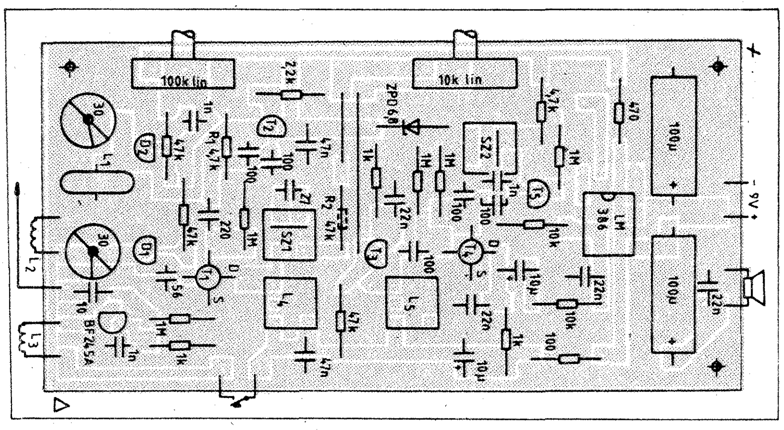
Selectivitatea receptorului este asigurată de un filtru ceramic, montat la ieșirea tranzistorului T1.

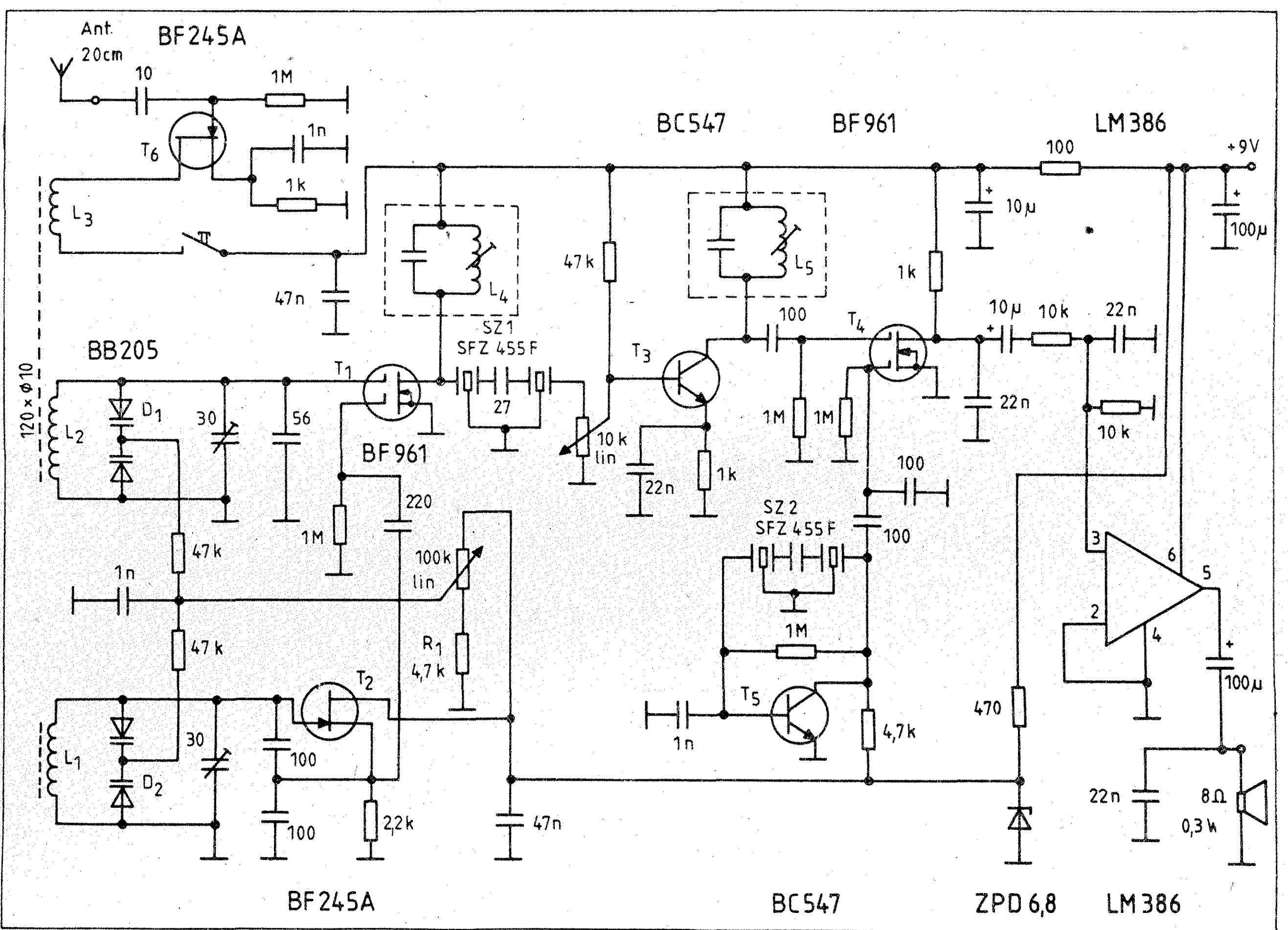
Tranzistorul T5 împreună cu filtrul ceramic formează un beat oscilator.

Semnalele telegrafice obținute la ieșirea tranzistorului T4 sînt amplificate de circuitul LM386 și ascultate într-un difuzor cu impedanța de 8 Ω.

Alimentarea cu energie electrică se face din baterii de 9 V.

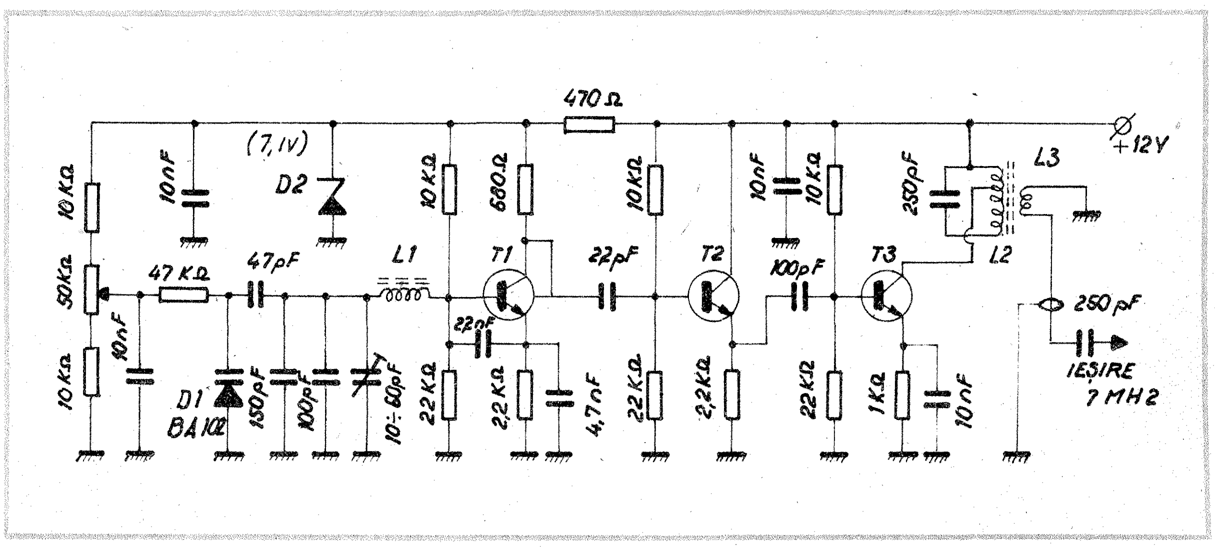
BIBLIOGRAFIE: CQ-DL, 11/1984





mod corespunzător tensiunea electrică aplicată la bornele ei. Aceasta se realizează prin alegerea unor valori adecvate pentru cele trei rezistoare legate la bornele potențiometrului de 50 kΩ.

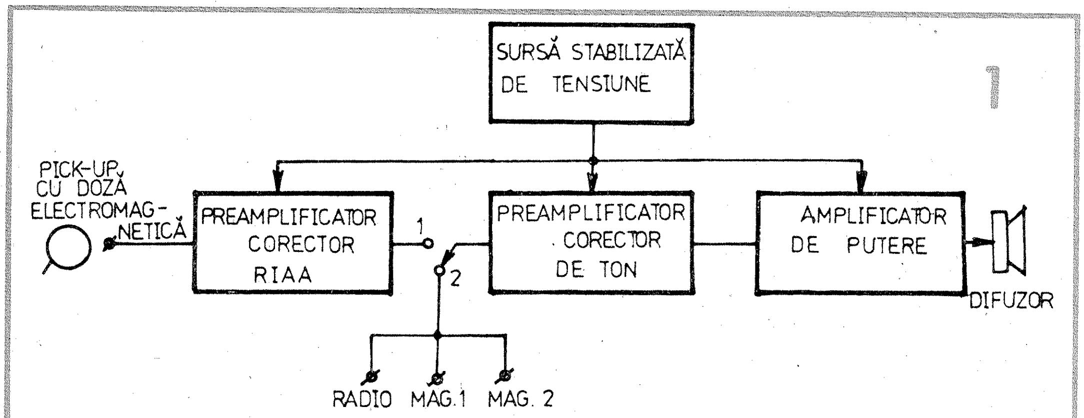
Pentru punerea la punct a aparatului se folosește un dip-metru cu care se verifică frecvențele de rezonanță ale celor două circuite oscilante: 3,5 MHz pentru cel care conține bobina L1 și 7 MHz pentru cel care conține bobina L2. Apoi se alimentează aparatul, se leagă un fir la borna de ieșire și se apropie de antena unui radioreceptor reglat la mijlocul benzii de 7 MHz. Recepționînd semnalul produs de oscilator, se caută, prin modificarea poziției miezului de ferită al bobinei L1 și a valorii trimerului de 60 pF, să se obțină, pentru întreaga cursă a potențiometrului de 50 kΩ, o variație a frecvenței de la 7,00 MHz la 7,05 MHz.

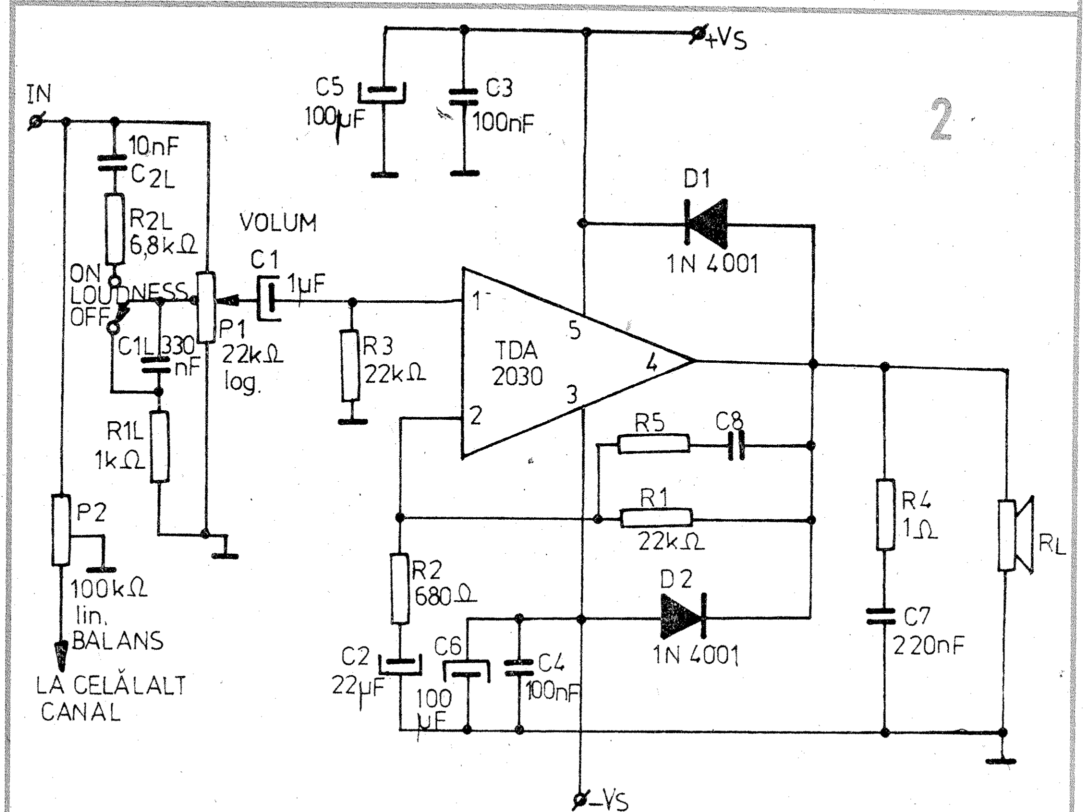


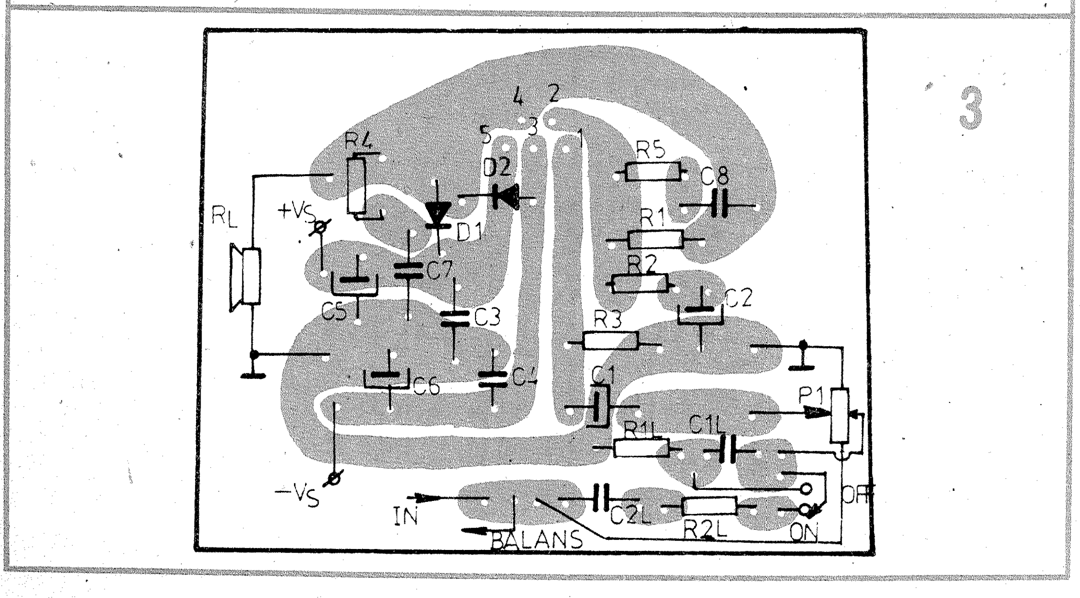
HI-FI

AMPLIFICATOR HI-FI CU CIRCUITE INTEGRATE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI







Articolul se adresează în special iubitorilor de înaltă fidelitate, scopul principal fiind acela de a realiza un amplificator HI-FI de putere medie, în exclusivitate cu circuite integrate, deci și de dimensiuni relativ reduse. Ansamblul se compune din următoarele blocuri funcționale (fig. 1):

— preamplificatorul corector RIAA pentru pick-up cu doză electromagnetică;
— preamplificatorul corector de ton;
— amplificatorul de putere;
— sursa de alimentare stabilizată.

1. Amplificatorul de putere

Am realizat acest bloc funcțional (varianta stereo) cu ajutorul a două circuite integrate A2030H (TDA2030) în capsulă Pentawatt, ale căror performanțe tehnice au mai fost prezentate în paginile revistei „Tehnium". Am ales configurația cu alimentare diferențială, unele dintre motive fiind compatibilitatea tensiunilor de alimentare cu cele ale preamplificatoarelor și cuplarea difuzorului, care nu este necesar să se facă prin condensator electrolitic de mare capacitate.

Schema electrică este prezentată în figura 2. Modificarea valorilor pieselor față de cele indicate de către producător are repercusiunile specificate în tabelul alăturat.

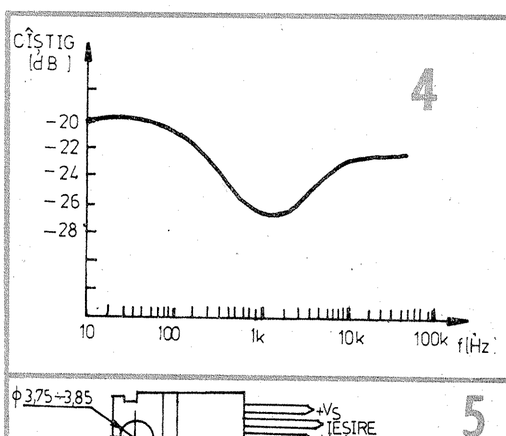
Tensiunea maximă de alimentare specificată de producător este de ±18 V și cea minimă de ±6 V. Personal am alimentat dispozitivul de la o sursă stabilizată de ±16 V. Conform datelor de catalog, la această tensiune obținem o putere de ieșire în banda 40 Hz ÷ 15 kHz, la un coeficient de distorsiuni $\delta \leq 0,5\%$, egală cu 12 W/8 Ω sau 18 W/4 Ω, sau la frecvența de 1 kHz și la un coeficient $\delta = 10\%$ o putere de 15 W/8 Ω, respectiv 24 W/4 Ω. Sensibilitatea de intrare pentru un cîștig $G_v = 30$ dB stabilit este de 215 mV/4 Ω și 250 mV/8 Ω, iar banda la 3 dB de la 10 Hz la 140 kHz.

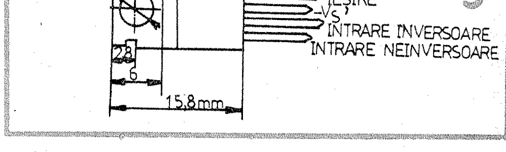
Varianta de cablaj imprimat pe care am folosit-o este prezentată în figura 3 (pentru un singur canal). Desenul este la scara 1:1 și cu vederea dinspre partea placată cu cupru.

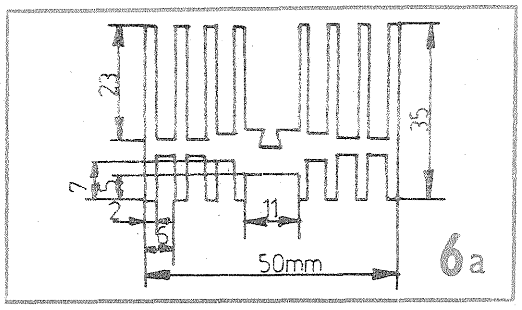
Potențiometrul de volum a fost prevăzut cu o corecție tip „loudness" comutabilă. Acest reglaj (care mai este denumit și „contour" în literatura de specialitate vest-europeană) ține seama de sensibilitatea urechii umane așa cum o arată și familia de curbe Fletcher-Munson, care demonstrează neliniaritatea presiunii sonore în funcție de frecvență (curbele Fletcher-Munson au mai fost publicate în revista „Tehnium").

Fără această compensare, urechea simte o reducere pronunțată a frecvențelor joase, însoțită de o reducere mai slabă a frecvențelor înalte la micșorarea volumului. Compensarea constă, de fapt, într-o atenuare a frecvențelor medii (reglajul fiind pasiv), deci sînt favorizate extremitățile benzii invers proporțional cu volumul, ca în figura 4, cursorul potențiometrului fiind în poziție de mijloc, deci la 10% din rezistența sa. Pe abscisă reprezentarea este la scară logaritmică. Valorile lui R_{1L}, C_{1L}, R_{2L} și C_{2L} pot fi ușor modificate de constructor, obținînd astfel caracteristica de frecvență care i se pare că „sună" mai bine. Scăzînd pe R_{2L} pînă la 4,3 kΩ, crește „amplificarea" spre frecvențele înalte.

Circuitul integrat de putere, ale cărui capsula și distribuție a pinilor sînt date în figura 5, trebuie montat neapărat pe un radiator, de preferință nervurat (fig. 6a) și izolate electric cu ajutorul unei foițe de mică. În lipsa unui astfel de radiator,







se pot confecționa, din tablă de aluminiu groasă de 2—3 mm, două radiatoare în formă de U, suprapuse ca în figura 6b. Este de dorit ca pentru un transfer de căldură cît mai bun să se folosească vaselina siliconică. Puterea maximă disipată de capsulă depinde de mărimea radiatorului extern. În figura 7 se dă graficul acestei variații în funcție de temperatura ambiantă pentru diferite rezistențe termice. Dispozitivul este prevăzut cu protecție termică și la scurtcircuit (al ieșirii). Aceasta oferă următoarele avantaje:

— o suprasarcină la ieșire (chiar permanentă) sau o temperatură mai mare decît cea limită poate fi suportată pentru că temperatura joncțiunilor tranzistoarelor finale Tj nu poate depăși 150°C;

— radiatoarele pot avea un factor de siguranță mai mic comparativ cu cele necesare circuitelor convenționale. Dispozitivul nu se poate defecta datorită temperaturii prea mari a joncțiunilor. Dacă, totuși, temperatura urcă pînă la 150°C, protecția termică reduce disiparea căldurii și consumul de curent.

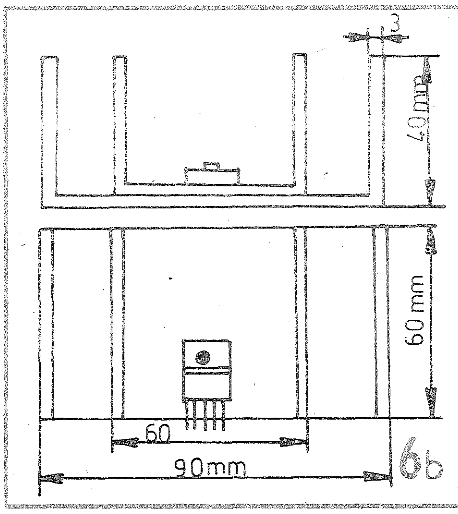
2. **Preamplificatorul corector de ton**

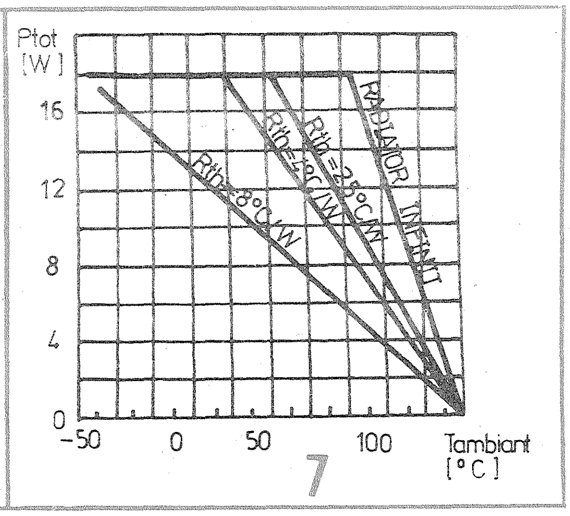
Pentru realizarea acestui bloc am plecat de la o schemă clasică, prezentată în figura 8. Primul amplificator (inversor) asigură o impedanță mare de intrare (cca 100 kΩ) pentru sursa de semnal și o impedanță mică de ieșire necesară corectorului Baxendall. Cîștigul acestuia se poate ajusta modificînd rezistența de reacție R_f = 100 kΩ. Mărind această valoare, crește cîștigul (se micșorează factorul de reacție negativă), înrăutățind performanțele însă. Amplificarea etajului mai poate fi mărită dacă se micșorează rezistența R_8 = 100 kΩ, dar se micșorează impedanța de intrare a etajului. Cu valorile astfel alese se asigură la ieșire un nivel de tensiune suficient pentru funcționarea la puterea nominală a etajului amplificator de putere. Valoarea lui C_4 nu este critică, putîndu-se mări la 1 μF sau chiar mai mult.

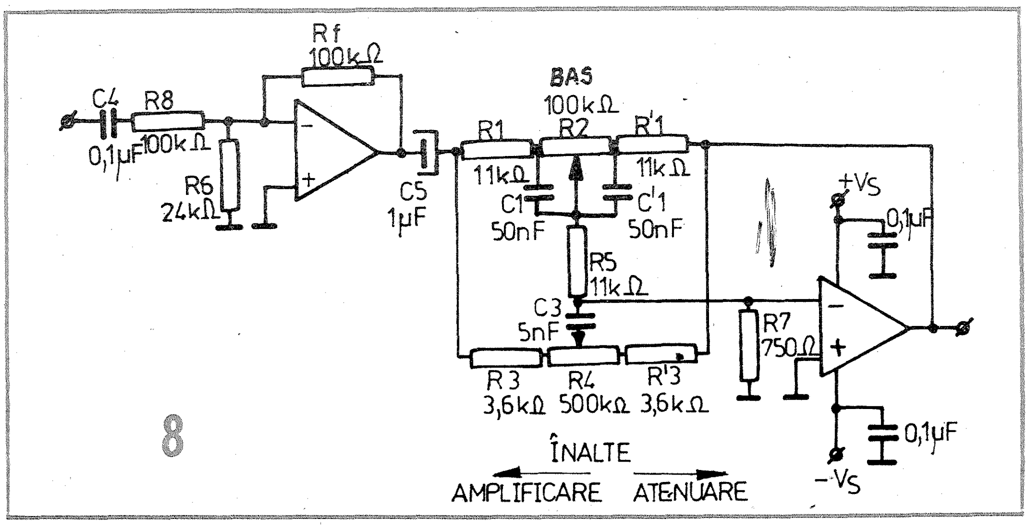
În funcție de valorile potențiometrelor de corecție pe care le deține constructorul, valorile rezistențelor și condensatoarelor rețelei Baxendall se pot modifica după formulele următoare:

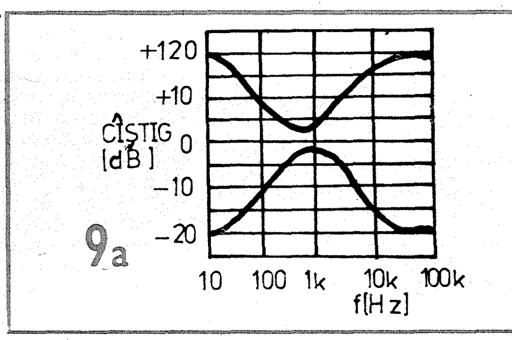
$$A_{BAS\,MAX} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ (nu în dB)} \quad (1)$$

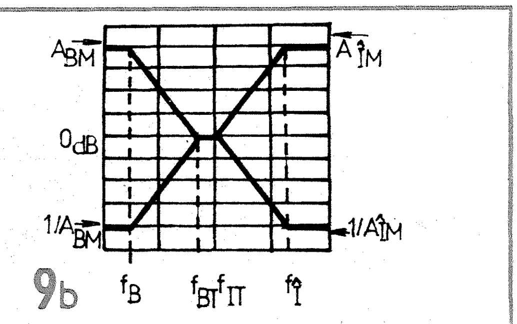
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

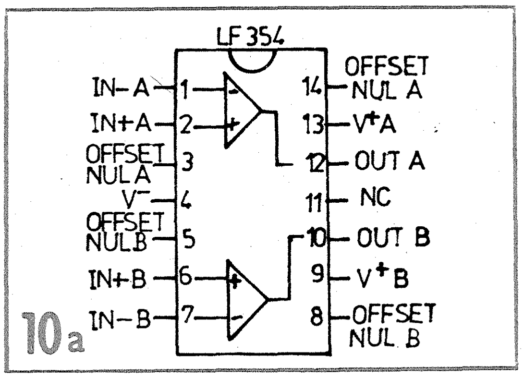


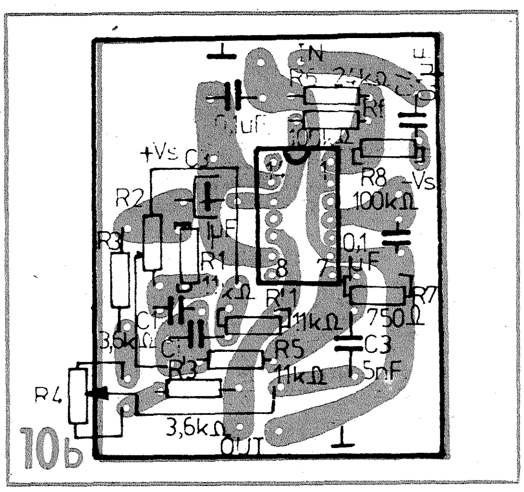












PIESA	VALOAREA RECOMANDATĂ	SCOPUL	MAI MARE DECÎT VALOAREA RECOMANDATĂ	MAI MICĂ DECÎT VALOAREA RECOMANDATĂ
R_1	22 kΩ	Rezistență de reacție negativă. Stabilește cîștigul amplificatorului	Crește cîștigul (amplificarea)	Scade cîștigul
R_2	680 Ω	Rezistență de corecție	Scade cîștigul	Crește cîștigul
R_3	22 kΩ	Stabilește polarizarea intrării neinversoare	Crește impedanța de intrare	Scade impedanța de intrare
R_4	1 Ω	Stabilitatea în frecvență	Risc de apariție a oscilațiilor la frecvențe ridicate, cînd se conectează o sarcină inductivă	
R_5	≈3·R_2 2,2 kΩ	Stabilește frecvența superioară de tăiere	Atenuare mică la frecvențe înalte	Risc de oscilații
C_1	1 μF	Decuplarea intrării în c.c.		Crește frecvența minimă de trecere (tăiere)
C_2	22 μF	Decuplarea intrării inversoare în c.c.		Crește frecvența minimă de tăiere
C_3, C_4	100 nF	Decuplarea sursei de alimentare		Risc de oscilații
C_5, C_6	100 μF	Decuplarea sursei de alimentare și micșorarea riplului		Risc de oscilații
C_7	220 nF	Stabilitatea în frecvență		Risc de oscilații
C_8	$\approx \frac{1}{2\pi B R1}$ 220 pF	Stabilește frecvența superioară de tăiere	Bandă de trecere mai mică	Bandă de trecere mai mare
D_1, D_2	1N4001	Protejează dispozitivul împotriva vîrfurilor de tensiune		

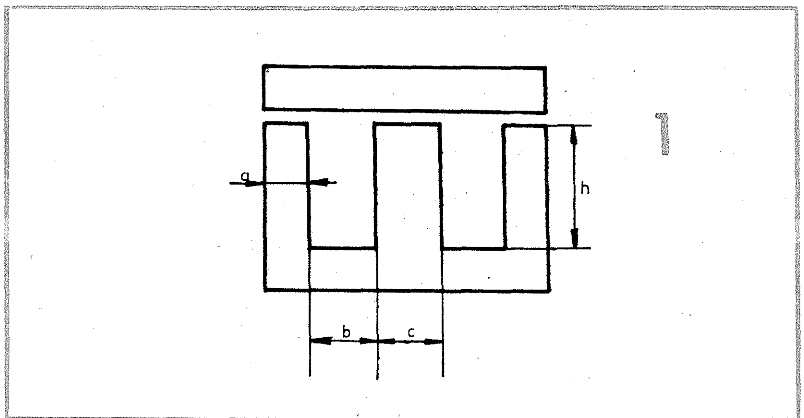
TRANSFORMATOARE AF PENTRU ETAJE CU TUBURI ELECTRONICE

Ing. AURELIAN MATEESCU

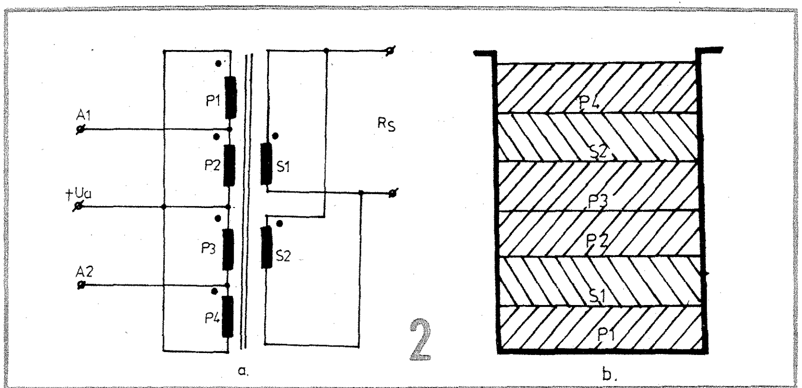
Reluînd subiectul amplificatoarelor audio de înaltă fidelitate, abordăm în materialul de față problema cea mai importantă în construcția acestor amplificatoare: transformatorul de ieșire. Acesta reprezintă elementul cel mai complex care trebuie realizat de constructorul amator. De corectitudinea cu care este executat depind performanțele totale ale construcției. Trebuie să precizez următoarele:

— o execuție „de mîntuială" compromite performanțele amplificatorului, care nu se va mai încadra în clasa HI-FI;

— se impune respectarea indicațiilor constructive întocmai, lucrul trebuie executat îngrijit, fără grabă sau la întîmplare;



1



2

— nu sînt justificate atitudinile unor constructori amatori care consideră că prin exagerarea și complicarea construcției se vor obține rezultate net superioare. De obicei, aceste complicații conduc la rebutarea construcției din cauza greșelilor de montaj (exemplu: împărțirea primarului și secundarului într-un număr foarte mare de secțiuni ce mărește sursa de a greși la înserierea secțiunilor);

— lucrînd cu atenție și răbdare se vor obține rezultate foarte bune, fiind greșită părerea că abordarea construcției transformatorului nu este la nivelul constructorului amator;

— în cazul în care se dispune de transformatoare de ieșire de producție industrială, acestea pot fi utilizate în măsura în care se cunosc datele constructive. Se reduce astfel manopera de execuție a amplificatorului. Evident, puterea de ieșire va fi cea corespunzătoare transformatorului pentru care se va adopta o schemă corespunzătoare pentru adaptarea la etajul final. Se pot utiliza transformatoare care au echipat radioreceptoare de înaltă clasă precum „Estonia", „Festivals", „Rossini", „Modern", amplificatoarele audio „Gamma", „Donna" etc.

Calculul transformatorului de ieșire nu este deosebit de laborios, fiind, de fapt, o variantă simplificată de calcul care asigură însă rezultate practice foarte bune, pentru încadrarea în normele de înaltă fidelitate.

Notațiile utilizate în relațiile de calcul sînt următoarele:

S — secțiunea miezului (cm^2);

P — puterea în secundar (W);

Ra — impedanța de sarcină (anodică) a tubului (Ω);

Raa — impedanța de sarcină a tuburilor de la anod la anod (Ω);

Rs — impedanța sarcinii (difuzorului, incintei acustice), (Ω);

N1 — număr de spire în primar;

N2 — număr de spire în secundar;

d1 — diametrul sîrmei din înfășurarea primară, fără izolație (mm);

d2 — diametrul sîrmei bobinei secundarului, fără izolație (mm);

Io — curentul anodic al tubului (tuburilor), în lipsa semnalului (mA);

D1 — diametrul sîrmei în primar, cu izolație (mm);

D2 — diametrul sîrmei în secundar, cu izolație (mm);

li — grosimea întrefierului (mm);

K — coeficient ce depinde de mărimea tolei în cazul transformatoarelor cu performanțe obișnuite;

m1 — coeficient ce depinde de mărimea tolei în cazul transformatoarelor cu performanțe obișnuite;

m2 — coeficient ce depinde de mărimea tolei în cazul transformatoarelor pentru amplificatoarele HI-FI;

a, b, c, h — dimensiunile tolei conform figurii 1;

g — grosimea pachetului de tole (mm).

Relațiile de calcul pentru transformatorul de ieșire pentru etaje finale cu un tub sînt următoarele:

$$S = 3\sqrt{P}\ (cm^2) \qquad (1)$$

$$N1 = 0,12\ \frac{Ra \times Io}{S}\ (spire) \qquad (2)$$

$$N2 = N1\sqrt{\frac{Rs}{Ra}}\ (spire) \qquad (3)$$

$$d1 = K\sqrt{\frac{N1}{Ra}}\ (mm) \qquad (4)$$

$$d2 = d1\sqrt{\frac{N1}{N2}}\ (mm) \qquad (5)$$

$$l1 = \frac{N1 \times Io}{16} \times 10^{-5}\ (mm) \qquad (6)$$

Relațiile de calcul pentru transformatorul de ieșire al etajului final în contratimp (push-pull) sînt:

$$S = 3\sqrt{P}\ (cm^2) \qquad (1)$$

$$N1 = m\sqrt{\frac{Raa}{S}}\ (spire) \qquad (2)$$

$$N2 = N1\sqrt{\frac{Ra}{Raa}}\ (spire) \qquad (3)$$

$$d1 = K\sqrt{\frac{N1}{Raa}}\ (mm) \qquad (4)$$

$$d2 = d1\sqrt{\frac{N1}{N2}}\ (mm) \qquad (5)$$

$$li = 0 \qquad (6)$$

Verificarea termică a primarului:

$$d1 \geq \frac{\sqrt{Io}}{40}\ (mm) \qquad (7)$$

Verificarea constructivă privind încadrarea bobinajului pe fereastra tolei:

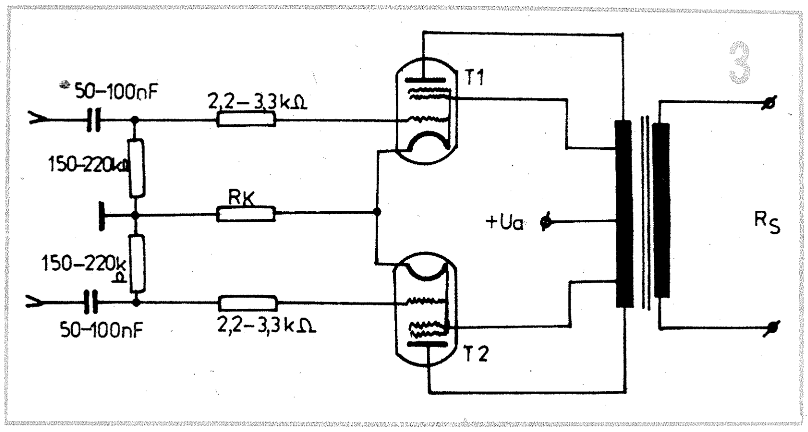
$$b \geq \frac{N1(D1+0,03)D1+N2(D2+0,1)D2}{h-4} + 3 \qquad (8)$$

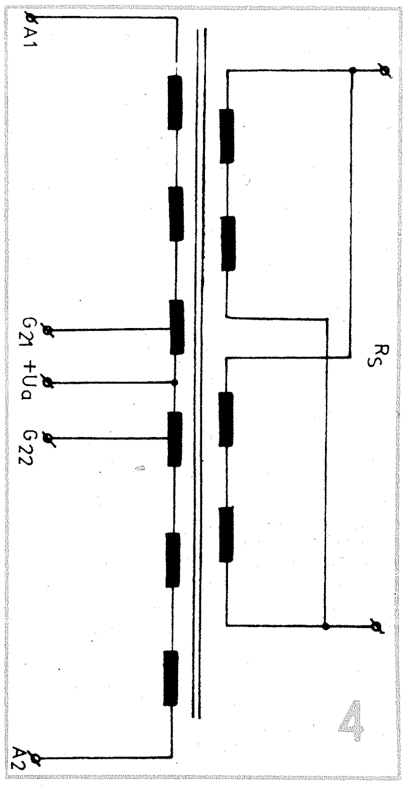
Relația (8) este valabilă în următoarele condiții constructive:

TABELUL 3

PUTEREA DE IEȘIRE (W)	5	10	15
Tipul tuburilor electronice finale	6П14П	6П14П	6П3С
Ua (V)	270	300	270
Rezistența catodică Rk (Ω)	120	100	125
Ia + Ig2 (mA)	75	85	145
Raa (Ω)	6 300	9 000	500
TRANSFORMATOR DE IEȘIRE			
Miez	20 x 30	25 x 40	30 x 45
Nr. spire primar N1	1 000+300+300+1 000	1 600+400+400+1 600	1 050+790+790+1 050
Diametru sîrmă primar d1 (mm)	0,14	0,18	0,25
Nr. spire în secundar N2	$32,5\sqrt{Rsarcină}$	$42\sqrt{Rs}$	$45\sqrt{Rs}$
Diametru sîrmă în secundar d2 (mm)	$0,04\sqrt{\frac{N2ls}{Rs}}$	$0,04\sqrt{\frac{N2ls}{Rs}}$	$0,045\sqrt{\frac{N2ls}{Rs}}$

ls — lungimea medie a spirei, mm





TABELUL 1

TIP TOLE E + I	m1	m2
6,4	60	92
8	68	104
10	75	115
12,5	84	128
14	90	138
16	95	146
20	106	163
25	119	183

TABELUL 2

SECȚIUNE S (cm²)	K
4	0,17
5	0,18
6	0,19
8,5	0,20
11,5	0,21
14,5	0,22
18	0,23
22	0,24
26	0,25

— între straturile primarului se pune foiță de transformator de 0,03 mm grosime;

— între straturile secundarului se pune foiță de 0,1 mm grosime;

— între primar și secundar se pune un strat de preșpan de 0,25 mm grosime. La transformatoarele ce lucrează la tensiuni de peste 500 Vcc se pune o izolație de două straturi de preșpan (0,5 mm);

— carcasa este executată din material cu grosimea de 1 mm;

— între pereții carcasei și stratul de sîrmă se lasă un spațiu de 1 mm.

Pentru alegerea tolei se ține cont de relația:

$$\frac{c}{g} = 0,5 \div 2$$

Se va prefera c = g, adică o secțiune pătrată a pachetului de tole:

$$S = cxg \quad (cm^2)$$

Transformatoarele obișnuite, fără pretenții deosebite, se bobinează începînd cu primarul și sfîrșind cu secundarul. Pentru transformatoarele ce echipează amplificatoarele de înaltă fidelitate se va adopta următorul mod de lucru:

— se împarte N1 la 4 și se obțin P1, P2, P3 și P4;

— se împarte N2 la 2 și se obțin S1 și S2;

— înfășurările P1, P4, S1 și S2 se bobinează în același sens în ordinea din figura 2 (a și b);

— înfășurările P2 și P3 se vor bobina în sens contrar față de restul înfășurărilor, ceea ce practic înseamnă inversarea pe dorn a bobinei;

— pentru obținerea punctului +Ua se vor lega împreună începutul lui P1, începutul lui P3, sfîrșitul lui P2 și sfîrșitul lui P4;

— pentru obținerea punctului ANOD 1 se leagă împreună sfîrșitul lui P1 cu începutul lui P2;

— pentru obținerea punctului ANOD 2 se leagă împreună sfîrșitul lui P3 cu începutul lui P4.

Secundarul se va lega serie sau paralel, în funcție de impedanța sarcinii.

În calculul transformatorului de ieșire s-au considerat următorii parametri impuși:

— inducția în miez B = 5 000 gauși;

— frecvența inferioară de tăiere (folosind m1) de 60 Hz (cu pantă de −3 dB);

— frecvența inferioară de tăiere de 40 Hz, folosind m2 (cu pantă de −2 dB).

În cele ce urmează vom prezenta cîteva date privind construcția etajelor finale și a transformatoarelor de ieșire corespunzătoare utilizînd tuburi electronice sovietice. Aceste date sînt extrase din literatura de specialitate. Schema de utilizare a etajului final este prezentată în figura 3. Se observă utilizarea unui etaj final ultraliniar, cu priză pentru grilele ecran ale tuburilor finale. Se poate renunța la prizele pentru ecran, grilele urmînd a fi conectate la +Ua prin rezistențe de 100—200 Ω.

Pentru obținerea unui transfer optim al frecvențelor înalte se recomandă:

— împărțirea bobinajului primar în 4 ÷ 6 secțiuni;

— împărțirea bobinajului secundar în 2 ÷ 4 secțiuni realizate intercalat între secțiunile primarului;

— conectarea secțiunilor conform figurii 4.

În tabelul 3 sînt date principalele caracteristici tehnice ale etajelor finale în funcție de puterea de ieșire.

FILTRU DE ZGOMOT

Ing. EMIL MARIAN

O variantă simplă de filtru de zgomot, ușor de realizat practic și care nu necesită componente electrice greu de procurat (tranzistoare cu efect de cîmp), este prezentată în figură. La baza funcționării montajului se află sesizarea de către acesta a componentelor de frecvență înaltă și de amplitudine mare ale semnalului audio util. În momentul în care ele lipsesc, este acționat un filtru trece-jos, care limitează banda de trecere a frecvențelor înalte la cca 1,5 kHz. Astfel se elimină zgomotul de fond care apare în pauzele dintre pasajele muzicale sau atunci cînd semnalul audio util prezintă în banda frecvențelor înalte o amplitudine redusă.

Montajul are următoarele performanțe:

— impedanța de intrare Zi = 100 KΩ;

— tensiunea nominală de intrare Ui = 400 mV;

— banda de frecvență de lucru Δf = 25 Hz ÷ 20 kHz;

— frecvența de tăiere a filtrului trece-jos, f_t =1,5 kHz;

— atenuarea în lipsa frecvențelor înalte, A = 10÷45 dB (reglabilă);

— distorsiuni armonice totale THD≤0,6%.

Semnalul audio util se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului C1, etajului de intrare care conține tranzistorul T1. Din colectorul tranzistorului T1, semnalul audio se preia prin intermediul condensatorului C2 și se aplică unui etaj de tip amplificator de tensiune, care conține tranzistorul T2. Condensatorul C2 și rezistența de intrare a tranzistorului T2 realizează un filtru trece-sus, care permite trecerea și amplificarea doar a semnalelor de frecvență înaltă. Din colectorul tranzistorului T2, semnalul filtrat se aplică, prin intermediul condensatorului C3, redresorului cu dublare de tensiune, care include diodele D1 și D2. Condensatorul C3 împreună cu impedanța de intrare a redresorului realizează un al doilea filtru trece-sus, astfel că atenuarea însumată a frecvențelor joase începe de la frecvența de 6 kHz (—3 dB) cu o pantă de cca 10 dB/octavă.

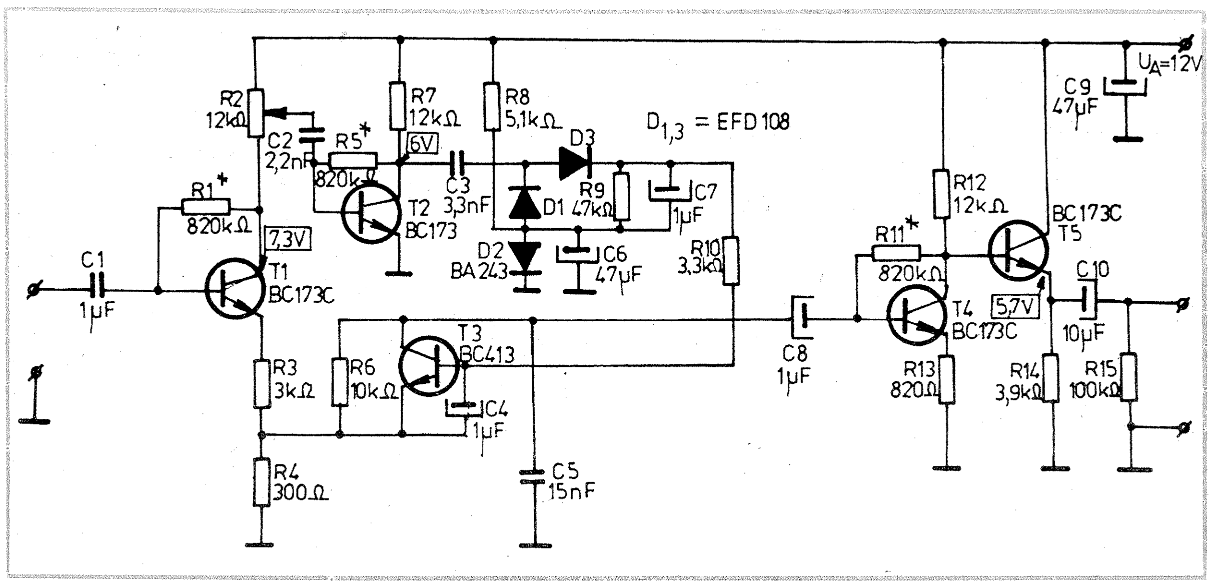
Parametrii finali ai celor două filtre trece-sus înseriate s-au ales din considerente practice, deoarece s-a constatat că o astfel de caracteristică optimizează funcționarea filtrului de zgomot pentru majoritatea programelor muzicale sonore.

Dioda D3 are rolul de delimitare a tensiunii continue pulsatorii la un prag inițial prestabilit pentru funcționarea pe porțiunea liniară a tranzistorului T3 (Umin = 0,6 V).

Tensiunea continuă pulsatorie furnizată de redresorul cu dublare de tensiune este aplicată, prin intermediul rezistenței R10, filtrului trece-jos. Acesta este format din rezistența R6, tranzistorul T3 și condensatorul C5.

TABEL

Etajul care conține tranzistorul	T1	T2	T4
Rezistența la care se modifică valoarea (cu cca 10 ÷ 15%)	R1	R5	R11



(CONTINUARE ÎN PAG. 19)

RECEPȚIA ÎN BANDA SHF

Dr. fiz. DRAGOȘ FĂLIE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

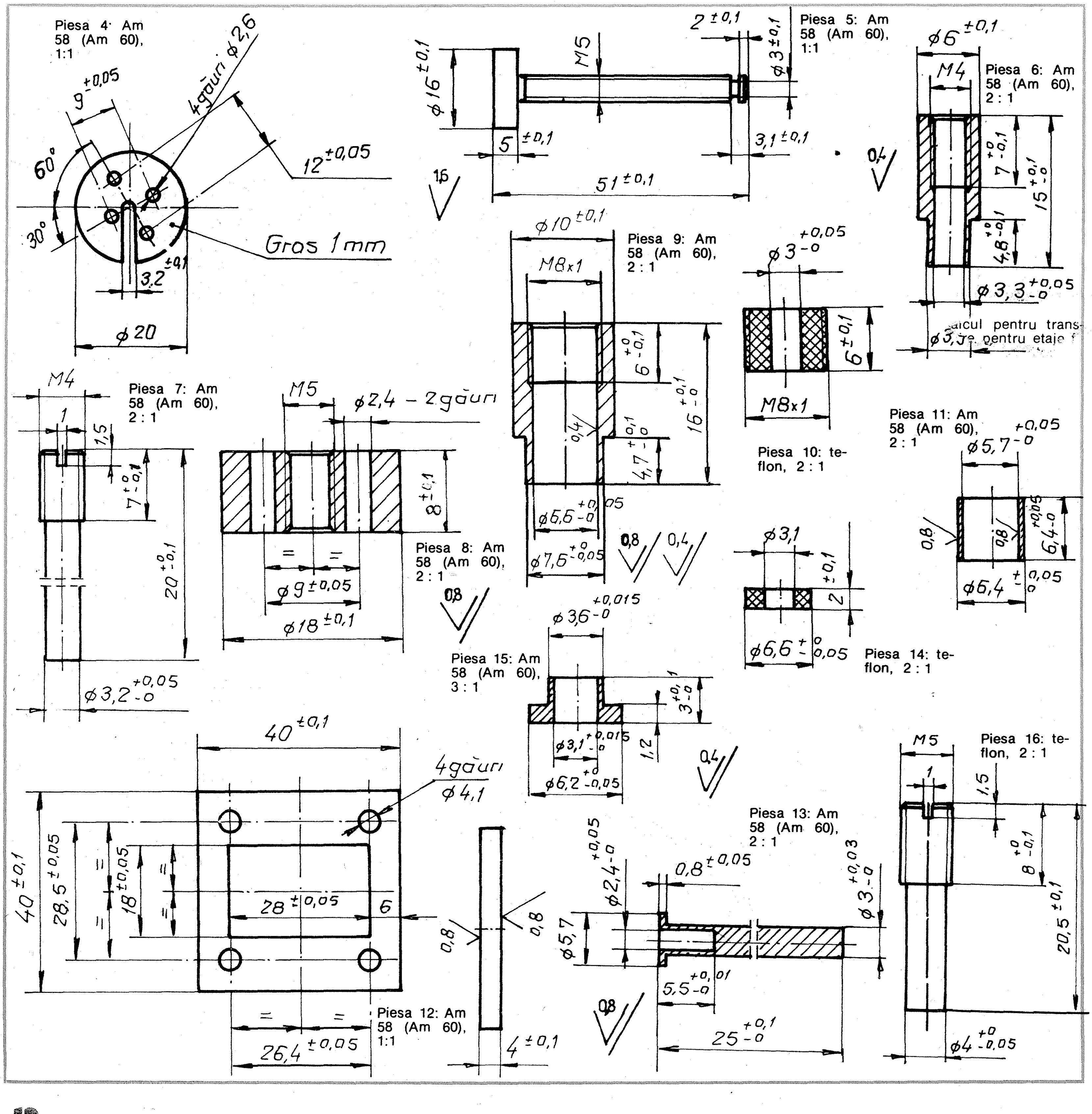
ASAMBLAREA MECANICĂ A CONVERTORULUI

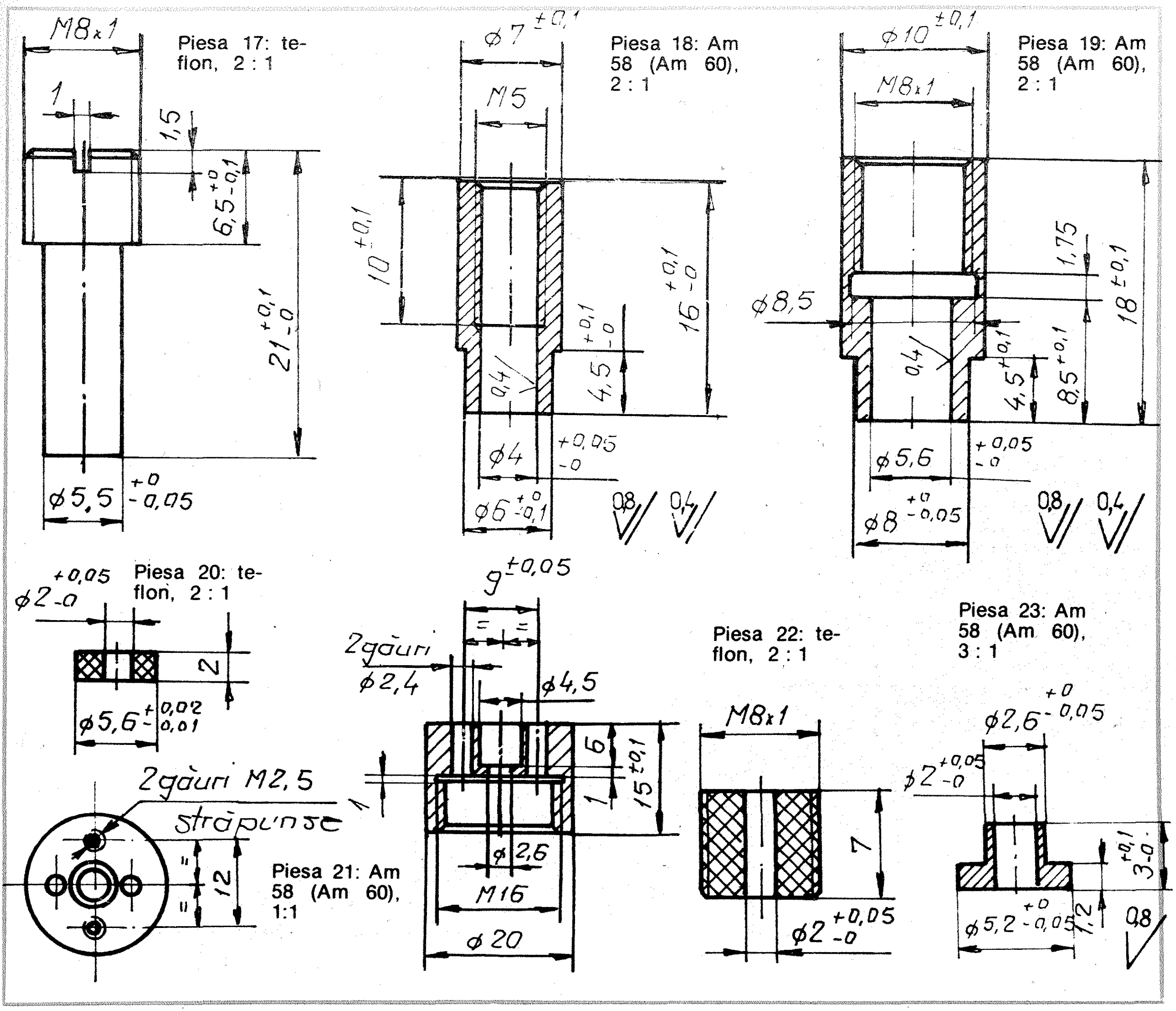
Anumite piese din componența convertorului se asamblează prin sudură cu cositor. Pentru echipamentele de microunde nu se recomandă sudurile moi, cu cositor, majoritatea sudurilor efectuîndu-se cu CASTOLIN, material ce conferă atît o rezistență mecanică mare, cît și o temperatură de sudură destul de mică, pentru ca piesele să nu se deformeze la sudură. Deoarece în cazul convertorului descris nu se pun probleme de rezistență mecanică deosebite, toate sudurile au fost efectuate cu cositor.

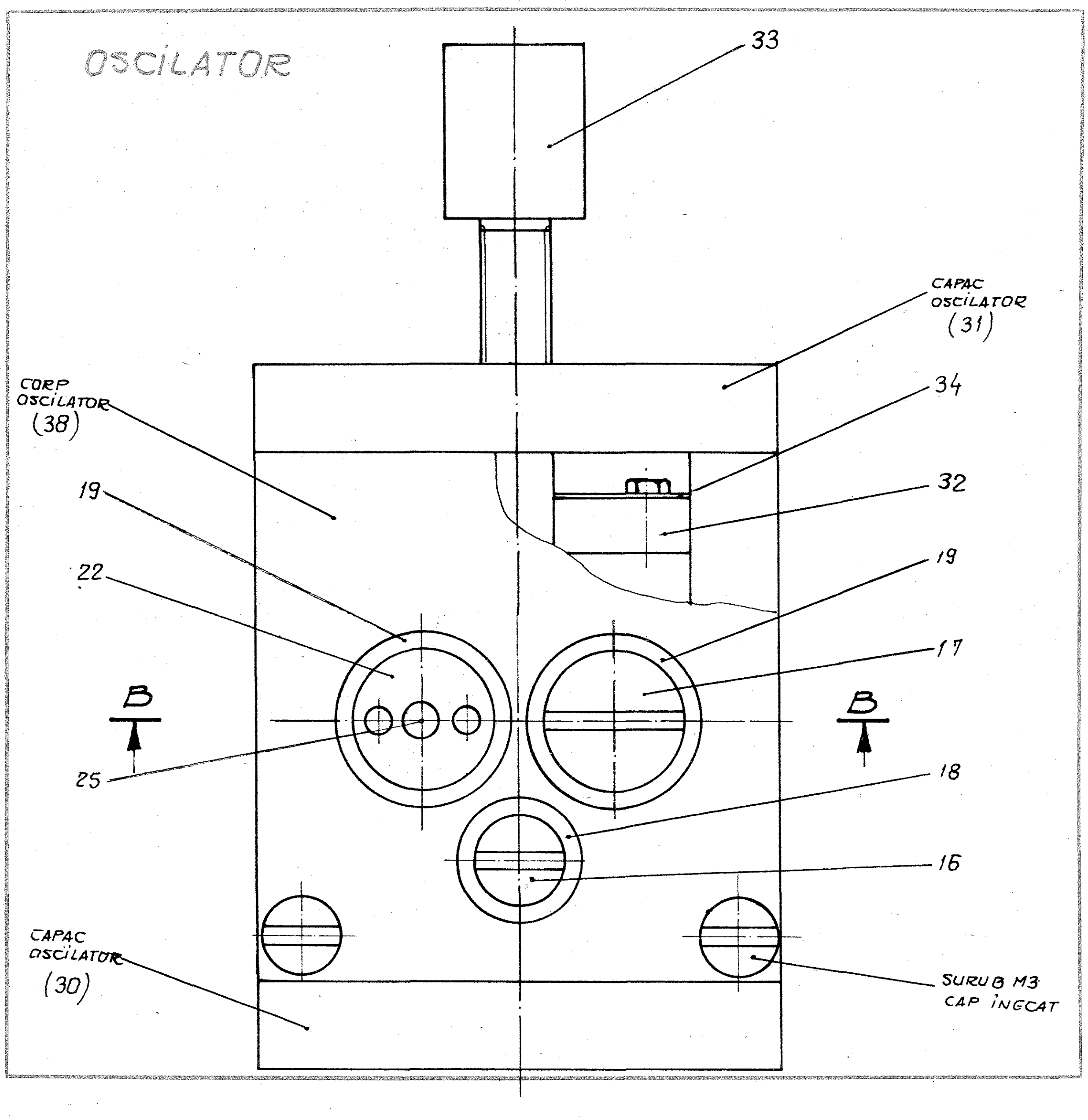
Pentru ca piesele componente să se poată lipi ușor cu cositor, se procedează în felul următor. Se confecționează din tablă de aluminiu cu grosimea de 1—3 mm o tavă cu dimensiunile de 100x150x10 mm. Această tavă se așază pe talpa unui fier de călcat cu termostat care trebuie fixat solid cu talpa în sus. Se reglează temperatura de încălzire a fierului astfel încît aceasta să fie doar cu puțin mai mare decît temperatura de topire a cositorului folosit. În tavă se așază pe rînd piesele ce trebuie sudate și se așteaptă pînă cînd acestea au ajuns la temperatura de topire a cositorului.

Operația de sudură se poate începe cu sudarea axelor de ghidare (40) pe piesa 8. În mod evident această sudură se va efectua după asamblarea pistonului. La sudură manipularea pieselor se face cu o pensă chirurgicală, iar sudura se face cu cositor subțire de 1 mm diametru. Se aplică pe piese cositor și apoi acesta se întinde pe suprafața pe care trebuie efectuată sudura cu un letcon încins. Letconul mărește temperatura aliajului de lipit în zona de sudură. În cazul în care trebuie adăugat decapant, se va folosi sacîz dizolvat în spirt. După sudare, piesele se spală cu alcool.

Pe piesa 3 din componența mixerului se așază cele trei piese 6 și piesa 9, iar după ce tot ansamblul a atins temperatura de lipire, se sudează după procedeul de mai sus. În mod similar se sudează și piesa 1 pe 2. În final se asamblează cu șuruburi piesele 2 și 3, după care se aplică flanșa 12. Acest ansamblu se așază în cutia încălzită, sprijinindu-se pe fața flanșei 12. Se sudează flanșa 12 pe conturul piesei 2 folosind aliaj de lipit și un letcon încins.







Sudura trebuie efectuată mai înainte ca tot ansamblul să atingă temperatura de topire a cositorului pentru a nu se înmuia sudurile făcute anterior.

În mod similar cu procedurile descrise mai sus se sudează și componentele oscilatorului local. Un caz aparte îl formează piesele 25 cu 24 și piesele 11 cu 13; aceste piese se sudează folosind o piesă de centrare. În cazul în care, după sudare, cositorul s-a întins și pe suprafața laterală a pieselor 11 și 24, acesta se va îndepărta prin strunjire.

La asamblare pe piesele 11 și 24 se va lipi un strat subțire de bandă adezivă sau se va aplica fără lipire foiță subțire dintr-un material izolator recomandat pentru microunde (teflon, polietilenă, policarbonat).

Amplificatorul A cu schema electrică prezentată în figura 2 se va monta într-o cutie ecranată ce se prinde cu trei șuruburi M3 de flanșa

Sonda de injecție a semnalului de la oscilatorul local se poate muta în punctul E (planșa 1/4) în cazul în care puterea oscilatorului local este prea mică și sonda trebuie introdusă prea mult în ghidul de unde.

În figura 12 sînt date dimensiunile capsulei diodei Gunn; în cazul în care se utilizează o diodă montată în altă capsulă, trebuie modificate piesele 25 și 37.

REGLAREA CONVERTORULUI

Convertorul se poate regla cel mai ușor folosind aparatura dedicată pentru microunde. Din păcate, aceasta nu este la îndemîna radioamatorului și, în plus, utilizarea ei necesită multă experiență.

Prima dată se verifică funcționarea oscilatorului local. Pentru aceasta se conectează în serie cu dioda de mixaj un microampermetru. În locul microampermetrului se poate utiliza instrumentul de măsură universal (acesta prezintă avantajul comutării ușoare pe diferite scale de măsură).

Înainte de a se alimenta oscilatorul cu dioda Gunn, se scoate în afara ghidului de unde sonda cu care acesta se cuplează la mixer. Se verifică separat sursa de alimentare a oscilatorului; ea trebuie să dea o tensiune reglabilă între 5 V și maximum 10 V. Tensiunea maximă a sursei este în funcție de tipul diodei folosite; se recomandă ca la primele încercări să nu se depășească tensiunea de 8 V. La punerea în funcțiune a oscilatorului se pot monitoriza curentul prin diodă și tensiunea de alimentare. În funcție de model, dioda Gunn poate să consume un curent de 50—250 mA.

Se alimentează oscilatorul și se mărește ușor tensiunea pe diodă. Curentul prin diodă crește încet. Se crește tensiunea în trepte de 0,5 V și înainte de următoarea creștere se micșorează ușor cu 0,2—0,5 V. Dacă atunci cînd se scade tensiunea de alimentare, curentul prin diodă crește în loc să scadă, înseamnă că dioda este alimentată într-un punct al caracteristicii în care prezintă o rezistență negativă. În momentul în care dioda prezintă o caracteristică negativă în curent continuu, s-ar putea ca aceasta să oscileze pe frecvența de rezonanță a cavității.

Dacă în serie cu dioda de mixaj avem conectat un microampermetru, atunci acul acestuia va devia dacă introducem încet sonda oscilatorului în ghidul de unde. Trebuie să evitați reglarea tensiunii de alimentare a oscilatorului în momentul în care sonda este complet introdusă în ghid; dacă oscilația se amorsează în timpul reglării tensiunii de alimentare, există pericolul de distrugere a diodei de mixaj.

Dacă putem să detectăm semnalul de la oscilatorul local, atunci se poate merge la etapa următoare de reglare a nivelului de injecție. Se introduce sonda în ghid progresiv pînă cînd prin dioda de mixaj trece un curent de 0,5—1 mA.

(CONTINUARE ÎN PAG. 23)

TEHNICĂ MODERNĂ

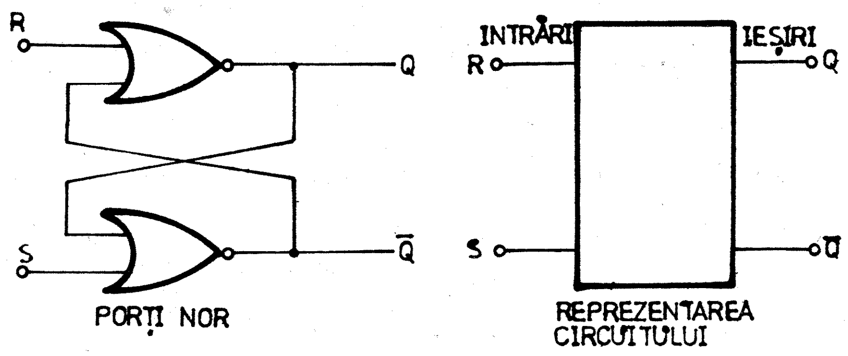
CIRCUITE BASCULANTE

Ing. MIHAELA GORODCOV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Funcţiile logice prezentate foarte sumar în numărul trecut servesc şi la realizarea aşa-numitelor circuite basculante bistabile (flip-flop — cum sînt cunoscute în literatura de specialitate); aceste circuite au în general de două ieşiri, una fiind inversa celeilalte, notate Q şi $\overline{Q}$. În forma sa fundamentală, într-un circuit basculant bistabil — de fapt două amplificatoare inversoare —, fiecare dintre ieşiri este conectată la intrarea celuilalt. Trebuie să spunem că aceste circuite basculante bistabile sînt folosite în unităţile aritmetice şi logice ale calculatoarelor datorită vitezei mari de lucru. Mai precis, le găsim în componenţa registrelor de deplasare şi tampon, a memoriilor tampon pentru interfeţele de intrare/ieşire etc. O altă utilizare a bistabilelor este la numărătoare, detecţia erorilor şi multe altele. Este şi motivul pentru care le acordăm un spaţiu mai larg, fără să intrăm totuşi în multe detalii. Circuitele basculante bistabile de bază sînt: RS, D, T, JK. Cel mai simplu circuit basculant şi, din punct de vedere istoric, primul este de tipul RS şi se poate realiza, de exemplu, cu două porţi NOR (fig. 1). Dacă, la un moment dat, cele două intrări sînt R=0 şi S=1, ieşirea $\overline{Q}$ este automat 0, aşa cum o arata şi tabela de stări. În momentul în care $\overline{Q}$ şi R sînt 0, ieşirea Q a porţii NOR trece în 1. O inversare de stări a intrărilor R şi S provoacă o inversare de stări a ieşirilor. Dacă una dintre intrări (R sau S) trece din 1 în 0, ieşirile nu se schimbă datorită buclei circuitului, motiv pentru care aceste basculante bistabile sînt folosite în circuitele de memorie. După cum se vede din tabela de adevăr, dacă S este 1, Q devine de asemenea 1; de aceea S se numeşte set; R este reset-ul (reve-

FIG 1 CIRCUITUL BASCULANT RS



R	S	Q	$\overline{Q}$
0	0	fără schimbări faţă de starea anterioară	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	nedeterminat sau stare nepermisă	

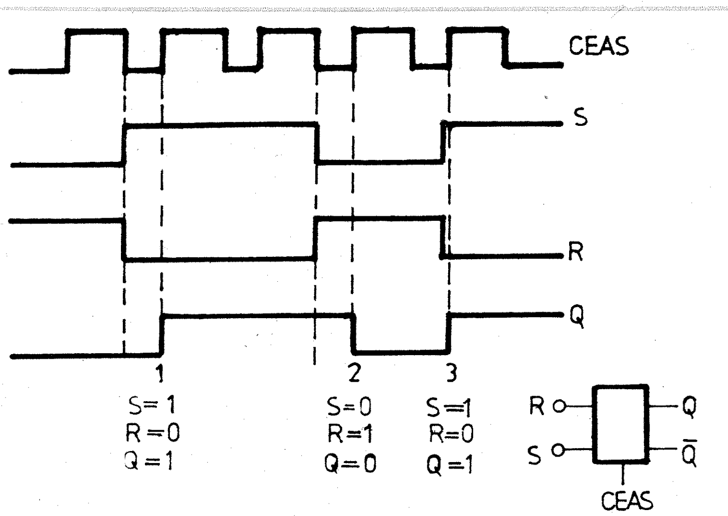


FIG.2 BASCULANTUL RS SINCRONIZAT

TABELĂ DE STĂRI

J	K	Q	$\overline{Q}$
0	0	fără schimbari faţă de situaţia anterioară	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	inversarea stării precedente	

TABELĂ DE ADEVĂR

tn		tn+1
J	K	Q
0	0	Qn
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q}$

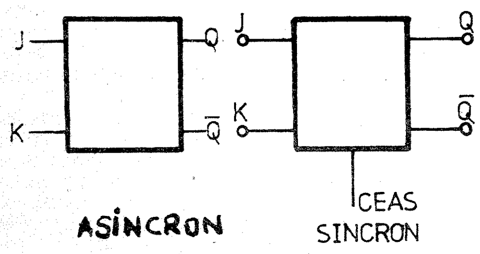
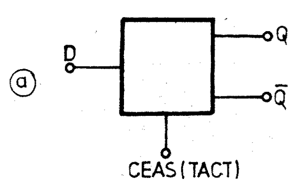
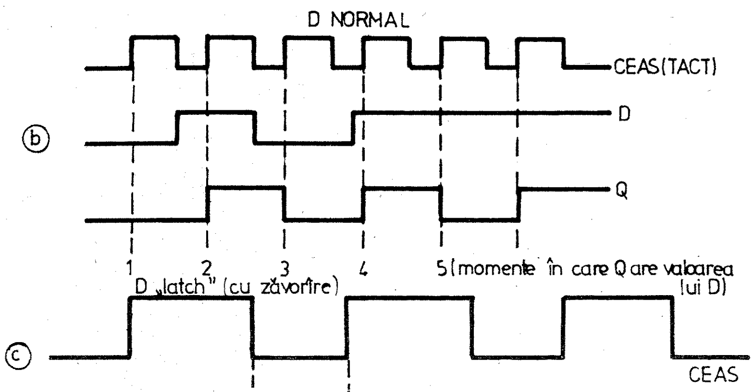


FIG.3 BASCULANTUL JK

FIG.4 BASCULANTUL DE TIP D



tn	tn+1
D	Q
0	0
1	1



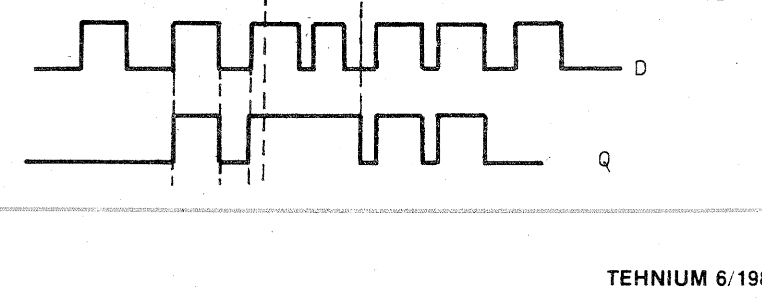


FIG.5 BASCULANTUL T

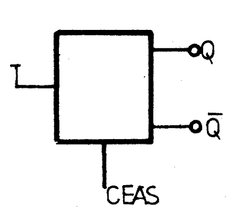
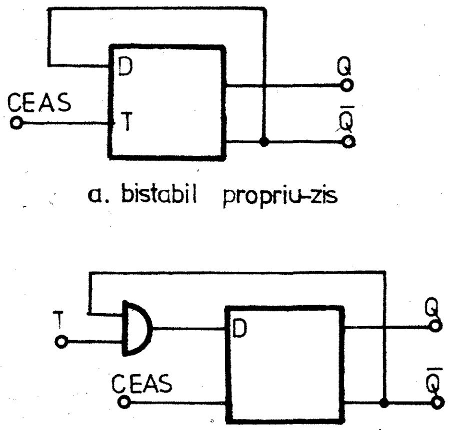


TABELA DE ADEVĂR

T	Qn	Qn+1	
0	0	0	nu sînt schimbări
0	1	1	
1	0	1	inversarea intrărilor
1	1	0	



a. bistabil propriu-zis

b. cu intrare de date în T

FIG.6 CONVERSIA CIRCUITULUI BASCULANT BISTABIL D ÎN T

nire la zero), deoarece dacă R este 1, Q devine 0; un astfel de basculant, sau flip-flop, se numește, după cum am spus, RS. Acesta oferă însă un inconvenient: dacă se aplică 1 simultan la ambele intrări ieșirile sînt într-o stare de nedeterminare. Pentru a ameliora funcționarea basculantului RS, se adaugă o intrare de ceas, care are rolul de sincronizare (așa cum se vede în figura 2) și cu celelalte dispozitive din sistem; aceasta a și condus de fapt la apariția celorlalte basculante bistabile. În figura 3 se poate vedea basculantul JK, care, cu structura ceva mai complexă decît RS, ameliorează acea situație de nedeterminare, după cum se observă și în tabela de adevăr.

Tabela de adevăr a bistabilului JK este identică cu cea a bistabilului RS, cu o singură excepție: J=K=1; cînd, în acest caz, bistabilului i se aplică impulsul de tact, ieșirea își modifică starea.

Mai există încă două tipuri fundamentale de basculante bistabile care au o singură intrare: cele de tip D și cele de tip T. Primele reproduc la ieșire cu o anumită întîrziere impulsul primit la intrare (fig. 4), de unde și numele lor, D însemnînd în limba engleză delay. Aceste bistabile pot fi de tip „latch", termenul „latch", sau zăvorire, atribuit unui bistabil are în vedere faptul că acesta basculează numai la primul impuls dintr-o succesiune de impulsuri aplicate la intrare, blocînd acțiunea celorlalte. Caracteristica basculantelor de tip T constă în aceea că ieșirea basculează pentru fiecare impuls de la intrare; acesta este motivul pentru care basculantul T este un excelent divizor cu 2 (fig. 5). De obicei, bistabilul de tip T este realizat prin intermediul altor circuite basculante bistabile, iar faptul că este un divizor cu 2 duce la utilizarea sa preponderentă pentru numărătoare codificate binar.

Menționăm că bistabilul D poate utiliza trei variante ale tactului; două dintre ele sînt mai uzuale, după cum comanda se face pe frontul pozitiv sau pe cel negativ al ceasului; dacă se face pe frontul pozitiv, ieșirea are exact starea intrării și nu se mai schimbă; dacă se face pe frontul negativ, ieșirea „urmărește" intrarea atîta vreme cît impulsul de ceas are nivelul superior. **Este ceea ce se cheamă bistabil latch, după cum am spus mai înainte. Acest tip de bistabil este folositor în principal în operațiile de memorare a datelor și în registre, oriunde este necesară o memorare temporară a datelor.**

Înainte de a încheia această scurtă trecere în revistă a principalelor tipuri de basculante bistabile, trebuie să spunem că acestea pot exista și în versiunea extrem de cunoscută de circuite „master-slave", care constă în două flip-flop-uri legate în serie; semnalul de tact acționează circuitul în 4 timpi; caracteristic acestor circuite este faptul că primul execută imediat comanda primită, transmițînd-o apoi celui de-al doilea, care o execută la rîndul său.

Firește, aceasta a fost o foarte sumară trecere în revistă a acestor circuite. Ele pot fi combinate în orice variantă, legate între ele pentru a forma registre de deplasare etc. Vom continua în numărul viitor cu aplicații logice.

MASTER-FILE

(URMARE DIN NR. 4)

9. FIȘIERUL GOL

Este indicat să existe salvată pe o casetă o copie a programului care nu conține nici un fel de date în fișier și este deci gata de utilizare în cazul în care dorim să începem un nou fișier.

Pentru a vă crea o astfel de copie procedați astfel:

1. Ștergeți toate înregistrările tastînd următoarea succesiune de litere pornind din MM:

„R-I-P-Y"

2. Ștergeți toate formatele de afișare astfel:

„E-R-(REP. REF.)-X-YR(REP. REF.)-X-Y..." de atîtea ori cîte formate de afișare există. După ce le-ați șters pe toate, vă reîntoarceți la meniul principal tastînd „M".

3. Ștergeți toate numele de articole astfel:

„N-E-Y-E-Y-E-Y-..." de atîtea ori cîte nume de articole există.

Acum salvați programul (și fișierul gol) tastînd „V-P". Puteți salva doar fișierul gol tastînd „V-F" etc.

ATENȚIE: Chiar și fișierul gol mai conține informații esențiale sistem în cadrul șirului F$!

10. NUME DE DATE

Este recomandabil — deși nu esențial — să se dea fiecăreia dintre literele alese ca DATA-REFERENCE un nume sugestiv (ex. N=NUME). Numele de date pot avea pînă la 128 de caractere lungime și sînt stocate ca o parte a fișierului. Ele sînt utile cînd doriți să folosiți AUTO-PROMPT-ul la adăugarea unor noi înregistrări. Din MM folosiți tasta „N" pentru a revedea sau a modifica numele de date. Va fi prezentat același meniu ca și la modul de adăugare a unei înregistrări, dar opțiunile „F" și „D" nu funcționează.

Folosiți „A" pentru a adăuga un nou nume de articol, „N" pentru a revedea numele existente, „E" pentru ca să ștergeți un nume. Cu tastele „M" sau „D" vă reîntoarceți în MM. Ordinea în care introduceți numele de date determină ordinea în care vă apar pe ecran în modul AUTO-PROMPT.

11. MODUL DE EDITARE

Se introduce în MM prin tastarea literei „E" și în acest mod se pot crea și modifica formatele de afișare. Se pot defini pînă la 36 de formate, obținîndu-se astfel mai multe vederi logice ale datelor din fișier. Este puțin mai dificilă editarea unui format „aranjat", dar aceasta se face doar o singură dată.

Meniul afișat după apăsarea tastei „E" va permite să creați un format via „A" sau să revedeți/modificați un format via „R". De asemenea vă puteți reîntoarce în MM tastînd „M".

După apăsarea tastelor „A" sau „R" se intră într-un PROMPT, calculatorul solicitînd următoarele informații:

— inițiala de recunoaștere a formatului de afișare (REP. REF.), care poate fi o cifră 0—9, sau o literă A-Z;

— caracteristicile generate (numai la formate nou create), care sînt:

a) culoarea hîrtiei între 0—7 (inițial este 7);

b) culoarea chenarului între 0—7 (inițial este 7);

c) inițiala articolului după care se va face secvențializarea (inițial nici una);

d) numărul de linii alocat pentru afișarea unei înregistrări (inițial o înregistrare la fiecare 2 linii).

Caracteristicile inițiale se pot modifica prin utilizarea opțiunii „R" cînd este afișat GENERAL pe ecran. Pentru a avea doar o înregistrare pe ecran la d) se raspunde cu 22.

În meniul afișat se află și instrucțiunea ADD AN ELEMENT. Un element este o parte componentă a formatului de afișare și poate fi:

— articol de fișier;

— element static („decorative");

a) text, titlu, titlu de coloană, simbol curent (LITERAL);

b) chenar dreptunghiular desenat la rezoluție de pizel (BOX);

c) linie orizontală (HORIZONTAL LINE);

d) linie verticală (VERTICAL LINE).

Pentru a include un element de text tastați „L" (în meniul afișat după folosirea opțiunii „A"), apoi introduceți numărul liniei și coloanei din care va începe scrierea testului, culoarea hîrtiei, strălucirea, inversarea, flash sau nu și textul literal. Dacă textul depășește coloana cea mai din dreapta, va reîncepe în linia următoare în prima coloană. Culoarea nu este cerută pentru că se folosește întotdeauna contrastul.

Pentru a include un chenar tastați „B" și indicați coordonatele colțului din stînga sus, adîncimea în pixeli, în afară de 1, și lățimea tot în pixeli și tot în afară de 1.

Pentru a include o linie (orizontală sau verticală) tastați „H" sau „V" și introduceți coordonata pixelului cel mai din stînga, respectiv celui mai de sus, și lungimea liniei tot în pixeli, în afară de 1.

Pentru a include articole în formatul de afișare creat, după completarea caracteristicilor generale, se folosește opțiunea „A", apoi în următorul meniu apărut opțiunea „D". Acum ești întrebat de inițiala articolului de reprezentat (DATA REFERENCE), iar după aceea trebuie să răspunzi la următoarele PROMPT-uri:

— linia de pe ecran (0—21) la care se va afișa articolul indicat al primei înregistrări din fișier;

— coloana (0—31) de la care se va începe afișarea respectivului articol;

— opțiunea pentru MICRO-PRINT (nu este implementată la versiunea 06 a programului);

— lățimea, adică numărul de coloane pe care se pot extinde datele din articolul specificat. În caz de spațiu insuficient pentru afișare, datele se vor afișa trunchiat;

— adîncimea, adică numărul de linii alocat pentru afișarea datelor;

— culoarea hîrtiei (0—7);

— strălucire (y/n);

— inversare (y/n);

— flash (y/n);

— pad (y/n); această instrucțiune face ca aria alocată pentru afișarea datelor să fie colorată cu culoarea hîrtiei;

— null text; această opțiune se folosește pentru tipărirea pe ecran a unui șir de caractere în cazul absenței datelor la articolul specificat din înregistrarea afișată (ex. „*********").

Datele numerice vor fi corect aliniate cu condiția ca adîncimea cîmpului de afișare să fie 1 și să nu se folosească opțiunea „pad".

Toate elementele formatului, cu excepția articolelor (deci a datelor conținute), vor fi afișate indiferent dacă înregistrările sînt selectate sau nu.

Oricare din aceste elemente poate fi modificat prin utilizarea opțiunii „R" în momentul în care acel element este afișat pe ecran. În final, prin suprapunerea simultană a acestor elemente, rezultă formatul de afișare dorit. De asemenea se pot vedea elementele continue la un moment dat în format folosind tasta „N" sau se pot șterge elemente folosind opțiunea „E". Formatul ca un tot poate fi șters cu opțiunea „X" sau copiat cu „c". Copierea este folositoare în cazul în care doriți să construiți un format similar cu unul deja existent.

Este o idee bună de a construi inițial pe hîrtie milimetrică noile formate, în special dacă dorim să le „aranjăm". Feriți-vă de suprapunerea elementelor sau înregistrărilor întrucît nu se efectuează nici o verificare în acest sens.

ATELIER

TEMPORIZATOR DIGITAL

Ing. DAVID VICTOR

1. CONSIDERAȚII GENERALE

Temporizatoarele fotografice digitale au performanțe din ce în ce mai bune, în parte nejustificate de nevoile reale în ceea ce privește precizia și plaja de timp, rămînînd însă subiectul observațiilor din partea utilizatorilor la capitolele ergonomie și fiabilitate. Concret, citirea în secunde pe plaje de timp de ordinul minutelor este greoaie. Utilizarea comutatoarelor decadice, componente scumpe, puțin fiabile și mai dificil de manevrat, pentru programarea temporizărilor, cît și lipsa unui reglaj de luminozitate pentru afișare constituie alte neconcordanțe ergonomice cu condițiile de lucru din laboratorul foto: întuneric, lucrul cu o singură mînă etc.

Temporizatorul prezentat rezolvă aceste probleme, rămînînd în limite rezonabile în ceea ce privește domeniul de temporizare și precizia, anume 0...99 secunde, cu citire în secunde și 0...9 minute 50 secunde, cu citire în minute și zeci de secunde, eroarea maximă absolută fiind de 0,5 secunde pe ambele domenii.

2. MOD DE FUNCȚIONARE

Stările de programare sau de temporizare sînt determinate de stările bistabilului RS format din porțile P13 și P14 și sînt puse în evidență de bitul $\overline{\text{COUNT}}$ (prescurtat: $\overline{\text{CNT}}$ în figura).

În starea de programare, bitul $\overline{\text{CNT}}$ fiind în nivel HIGH, se pot încărca numărătoarele CI5 și CI2 de la tastele K1...K4. În timp ce în numărătorul CI5 se poate înscrie orice număr între 0 și 9, programarea lui CI2 este corelată cu gama de lucru selectată din comutatorul K5 și evidențiată de bitul $\overline{\text{DECIMAL MODE}}$ (prescurtat: $\overline{\text{DMODE}}$).

$\overline{\text{DMODE}}$ este în LOW pentru temporizări în gama 0÷99 secunde; poarta P3 fiind blocată, numărătorul CI2 va incrementa/decrementa normal la acționarea tastelor K3 și, respectiv, K4. Dacă se alege modul de lucru în minute și secunde — $\overline{\text{DMODE}}$ în HIGH —, numărătorul se va reseta cînd va ajunge în starea 6 prin poarta P3 la incrementare, iar prin porțile P8 și I2 se poate încărca cu 5 (0101) la decrementare. Astfel, ciclul de numărare pentru CI2 este descris de grafurile:

→ 0 → 1 → 2 → 3 → 4 → 5 ⏎ (incrementare)

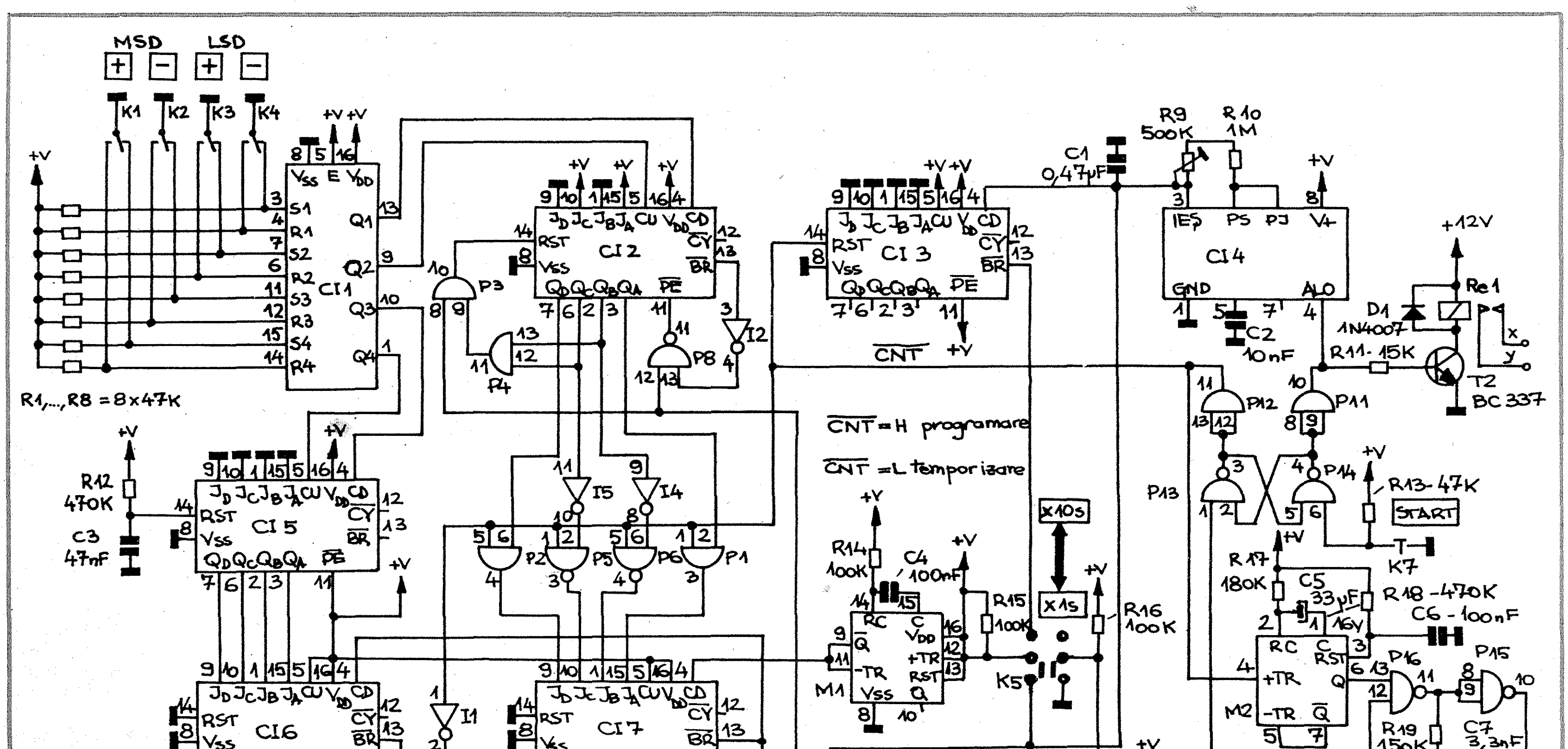
5 → 4 → 3 → 2 → 1 → 0 ⏎ (decrementare, revine la 4)

Prin aceasta se previne înscrierea de combinații fără sens, ca de exemplu: 5 minute 70 secunde.

Informația din numărătoarele CI5 și CI2 se încarcă în numărătoarele CI6 și, respectiv, CI7 care au $\overline{\text{PRESET ENABLE}}$ activat. Decodificatoarele CI8 și CI9 permit afișarea conținutului înscris de utilizator în poziția programare.

Inițierea ciclului de temporizare se face prin acționarea tastei K7: bistabilul RS, format din P13 și P14, comută ($\overline{\text{CNT}}$=LOW), circuitul CI4 începe să oscileze, generînd semnale cu perioada de o secundă, numărătorul CI3 divizează cu 10, obținîndu-se la ieșirea $\overline{\text{BORROW}}$ un impuls la fiecare 10 secunde.

Din comutatorul K5 se alege frecvența de numărare pentru CI7, 1 Hz



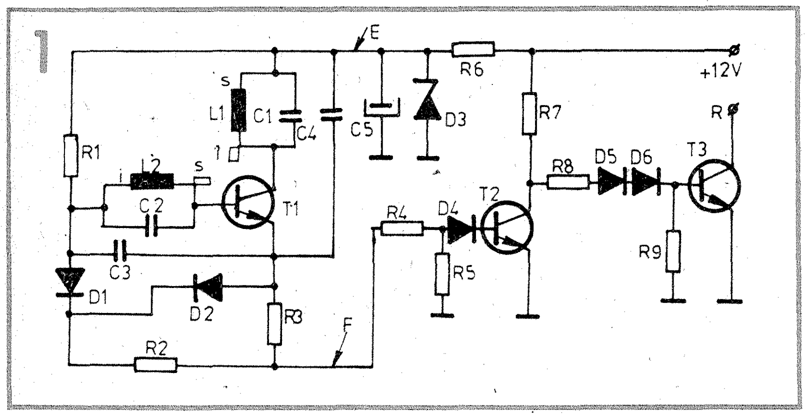
RUPTOR ELECTRONIC

VASILE GEACU, VASILE MARIN, ION ȚUGUI

În condițiile tehnicii actuale se pot aduce unele îmbunătățiri în construcția și funcționarea autoturismelor, acestea putînd duce în final la ridicarea performanțelor și caracteristicilor de funcționare. În acest sens, am conceput, realizat și testat un ruptor electronic care a fost montat și testat pe autoturisme „Dacia" și „Oltcit Club", asigurînd următoarele avantaje:

— eliminarea pieselor în frecare predispuse uzurii (cama, brațul de textolit al platinei);
— eliminarea pericolului de oxidare sau chiar ardere a contactelor platinate;
— reglarea foarte precisă a unghiului de avans;
— păstrarea acestui reglaj timp nelimitat;
— îmbunătățirea caracteristicilor de consum, de avans și de detonație ale motorului;
— eliminarea fenomenului de zbor al platinei la turații de peste 3 000 rot/min.;
— fiabilitate foarte mare prin folosirea numai a pieselor cu plajă mare de temperatură (pînă la 150°C);
— se folosesc numai piese românești;
— se elimină sursele de paraziți radio;
— prin construcție, oferă posibilitatea ca în cazul unei defecțiuni să fie înlocuit ușor cu un ruptor platinat;
— asigură porniri foarte ușoare, indiferent de timp;
— dispozitivul funcționează corect și la tensiuni mici ale bateriei, nefolosind fenomene termice sau optice;
— nu necesită întreținere.

1



SCHEMA ELECTRICĂ (fig. 1)

Se compune dintr-un oscilator sinusoidal LC cu circuite acordate în bază și colector și un amplificator de curent continuu cu tranzistorul T2. Tranzistorul T3 joacă rol de „ruptor". Oscilatorul are circuitele acordate cuplate inductiv, bobinele montîndu-se coaxial pe un suport comun (fig. 3), la distanță de 3 mm. Între ele se rotește un disc de aluminiu (fig. 2) prevăzut cu 4 fante dispuse la 90°, montat pe axul ruptorului.

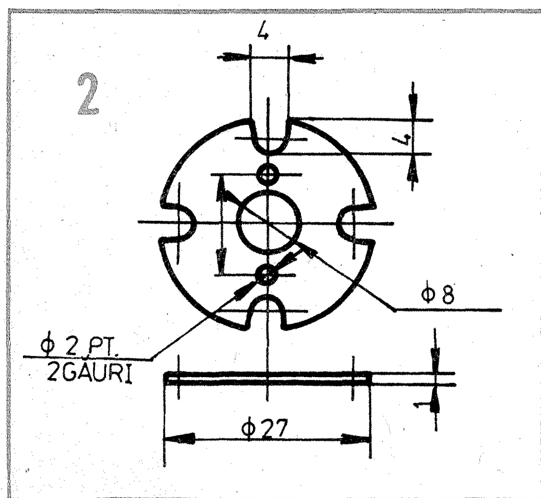
FUNCȚIONARE

În timpul cît discul obturează circuitul magnetic dintre cele două bobine, oscilatorul nu funcționează, tranzistorul T2 este blocat, iar T3 saturat. Este situația platinei închise. Cînd prima latură a fantei practicată în disc ajunge dincolo de axul celor două bobine, oscilatorul intră instantaneu în funcțiune, deblochează pe T2, care-l blochează pe T3. Este situația platinei deschise, moment în care are loc producerea scînteii.

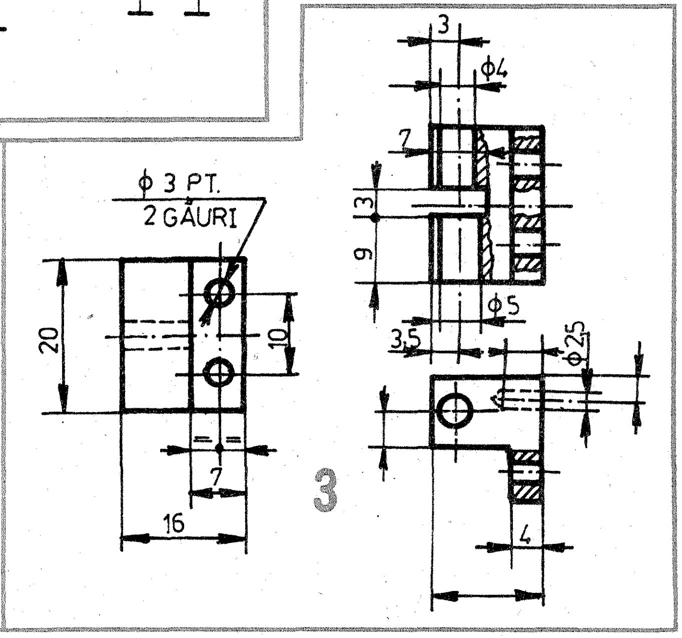
CONSTRUCȚIE (pentru „Oltcit Club")

Se confecționează un disc din aluminiu cu dimensiunile din figura 2. Se strunjește axul camelat 3 mm de la canalul siguranței. Se practică două găuri filetate M2 în axul camelat la 180° una de alta, pe axa a două came opuse. Distanța dintre ele este egală cu cea dintre găurile practicate în discul de aluminiu. Se confecționează din teflon sau sticlotextolit suportul portbobinei (fig. 3). Se confecționează din tablă de 0,5 mm sania portoscilator, conform desenului din figura 4. Se confecționează din sîrmă arc Ø 0,5 mm un arc ca în figura 5. El are rolul de a ține permanent sania portoscilator presată cu gîtuirea CD în canalul practicat pe suportul din plastic al vechii platine. Pe o plăcuță de circuit imprimat 20/20 mm se montează piesele oscilatorului după desenare și corodare, pînă la punctele E și F din schemă și fără bobinele L1 și L2. Se confecționează pe miezuri de ferită cu Ø 2 mm și lungimea de 8 mm bobinele L1 și L2 după cum urmează: L1 cu l=7 mm, D exterior=4 mm, 45 de spire în trei straturi, cu conductor cupru emailat Ø 0,4 mm; L2 cu l=7 mm, D exterior=3 mm, 60 de spire cupru emailat Ø 0,3 mm. Pentru a se îndeplini condiția de bază, ele se vor așeza în găurile verticale G, H din suportul portbobinei cu capetele S spre fantă.

2



3



MONTAJ

Se demontează platina de pe platoul ruptor-distribuitorului (RD).

(CONTINUARE ÎN PAG. 18)

pentru poziția „x 1s" și, respectiv, 0,1 Hz în poziția „x 10s". Dacă $\overline{DMODE}$ este în LOW, nu este activată încărcarea pentru CI7, deci el va decrementa normal. Cînd însă $\overline{DMODE}$ este în HIGH, din starea 0 (0000), numărătorul va ajunge în starea 5 (0101) datorită reacției realizate cu porțile I3, P7, P9. De fapt, numărătorul se încarcă cu 6 (0110), dar frontul posterior al impulsului de numărare comandă decrementarea.

Ciclul de numărare al numărătorului CI7 pentru $\overline{DMODE}$=HIGH este, așadar, descris de graful:

5 → 4 → 3 → 2 → 1 → 0 (ciclic)

Scurtarea impulsurilor de numărare se face cu monostabilul M1.

Se observă că numărătorul CI6 decrementează cu o unitate la fiecare 6, respectiv 10 impulsuri numărate de CI7, după cum $\overline{DMODE}$ este în HIGH, respectiv în LOW.

După ce trece prin starea 0, adică după consumarea duratei de temporizare, CI6 comandă, prin ieșirea sa $\overline{BORROW}$, rebascularea bistabilului RS-P13, P14 în starea de programare ($\overline{CNT}$=HIGH).

În același timp, impulsul de sfîrșit de temporizare acționează monostabilul M2 care comandă generatorul de ton realizat cu porțile P15, P16 pe o perioadă dictată de componentele R17, C5.

Comanda de întrerupere a temporizării se poate da și manual, prin apăsarea tastei K6.

Pe durata temporizării (semnalizată prin aprinderea intermitentă în ritmul secundei a punctului zecimal de la cel mai semnificativ digit) se afișează starea curentă a numărătoarelor CI6 și CI7, la sfîrșitul temporizării reapărînd pe afișaj numărul programat în „memoria" formată din CI5 și din CI2.

La ieșirea porții P11 se obține bitul $\overline{CNT}$ negat. Aceasta înseamnă că, pe timpul temporizării ($\overline{CNT}$=LOW), tranzistorul T2 este deschis, permițînd, prin intermediul releului Rel, alimentarea aparatului de mărit.

CONCLUZII

1. Domeniul de temporizare se stabilește din comutatorul K5. În gama 0...99 secunde numărătoarele CI2 și CI7 numără modulo 10, CI7 fiind atacat cu frecvența de 1 Hz. În gama 0...9 minute, 50 secunde, numărătoarele menționate au numai 6 stări, CI7 numără modulo 6 cînd primește impulsuri cu frecvența de 0,1 Hz.

2. Din tastele K1, K4 se programează durata temporizării care se afișează și se memorează.

3. De la tasta START (K7) se comandă temporizarea. Se afișează în zeci de secunde și în secunde ($\overline{DMODE}$=LOW) și, respectiv, în minute și în zeci de secunde ($\overline{DMODE}$ =HIGH) timpul rămas pînă la sfîrșitul temporizării.

4. Temporizarea se încheie la scurgerea timpului programat sau mai înainte, la acționarea tastei STOP (K6). La ieșirea din starea de temporizare se emite un semnal acustic și se afișează ultima durată programată.

5. La orice nouă temporizare de aceeași durată este suficientă apăsarea tastei START.

3. INDICAȚII CONSTRUCTIVE ȘI REGLAJE

Montajul poate fi realizat pe cablaj imprimat sau pe o placă cu socluri etc. Varianta constructivă aleasă determină și distribuția capacităților de decuplare pe alimentare, nefigurate în schemă; este obligatorie decuplarea circuitului CI4.

Componentele CI și R9 vor fi de bună calitate, stabile în timp și cu temperatura.

Tastele K1...K4 pot fi microîntrerupătoare produse de „Electroaparataj" sub codul 5979, iar tastele K6, K7 cu revenire pot proveni de la o tastatură de calculator.

Singurul reglaj necesar la punerea în funcțiune a temporizatorului este obținerea perioadei de o secundă pentru oscilatorul realizat cu βE555. Lîngă temporizatorul aflat pe poziția temporizare, avînd programată durata maximă, se plasează un ceas digital. Privind simultan punctele ceasului digital și punctul de pe afișajul temporizatorului, se reglează potențiometrul R9 pînă cînd punctele pîlpîie sincron.

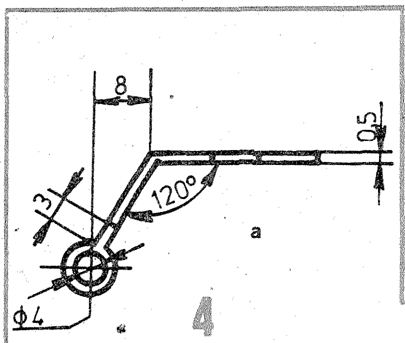
Se programează apoi o perioadă de temporizare de 5÷9 minute, controlînd cu același ceas digital precizia obținută și refăcînd reglajul lui R9.

4. BIBLIOGRAFIE

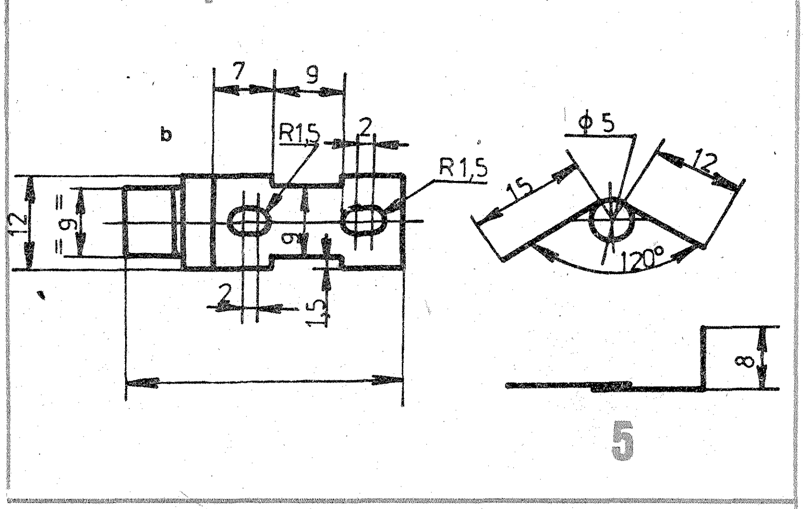
1. Gh. Băluță, E. Cărbunescu, Cronometru, „Tehnium" nr. 11/1988
2. M. Bodea, A. Vătășescu ș.a., Circuite integrate liniare — manual de utilizare, vol. 3, Editura Tehnică, 1984
3. I. Ardelean, H. Giuroiu, L. Petrescu, Circuite integrate CMOS — manual de utilizare, Editura Tehnică, 1986.

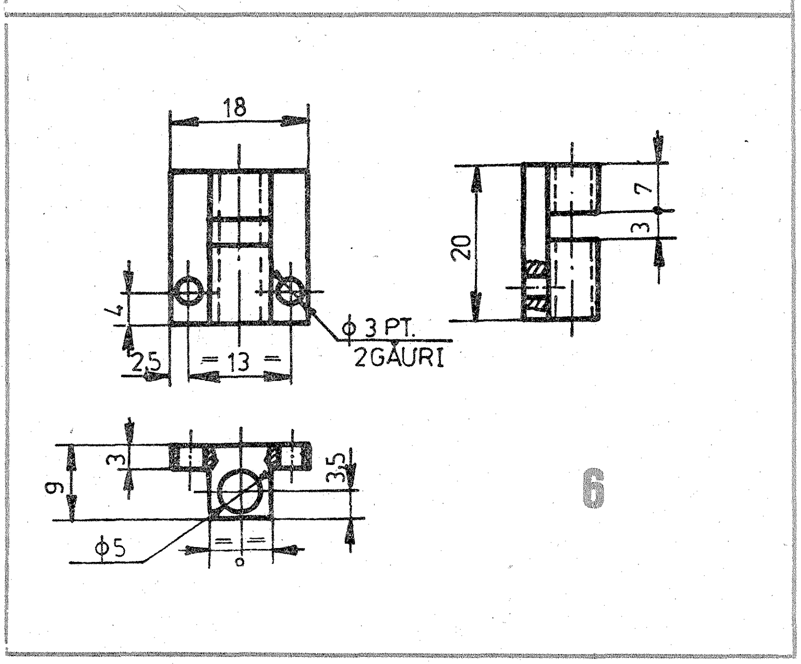
(URMARE DIN PAG. 17)

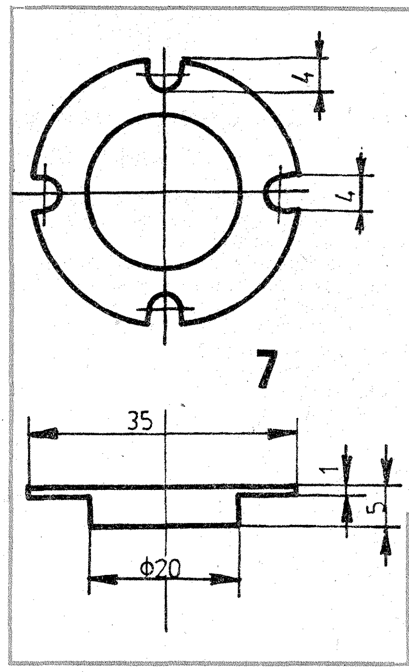
Folosindu-se gaura filetată de prindere a părții fixe a platinei, se montează pe platou un suport de textolit cu două cose sau un conector. Se introduce pe axul platinei arcul din figura 5 cu deschiderea spre interiorul RD și cu porțiunea dreaptă tangentă la axul fix al avansului vacuumatic (AV). Se montează suportul portbobină pe sania port-

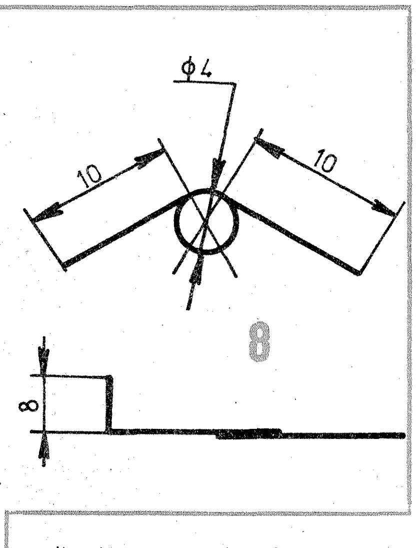


bucșa L pe axul platinei. Sania va prinde arcul sub bucșă, iar capătul îndoit al acestuia va intra în curbura interioară a saniei. Aceasta va aluneca în jos pînă cînd gîtuirea CD va intra exact în canalul de ghidare a platinei (piesa din plastic care rămîne fixată pe platou). Se prinde siguranța pe canalul axului platinei. Se fixează discul pe axul camelat cu cele două șuruburi Ø2. Se completează spațiul rămas pînă la canal cu o mică bucșă de aluminiu și se introduce siguranța pe ax. Cu două fire elastice (de preferat secțiuni din conductoarele periilor de electromotor) și izolate corespunzător se conectează punctele E și F de pe plăcuța oscilatorului pe cosele fixate pe platou. De aici, prin gaura rămasă liberă în peretele RD și folosind suportul de cauciuc al unei platine vechi, vom duce spre restul montajului două fire lițate Ø3.









voltmetru sau un bec în punctul R. Punem contactul și mișcăm RD pînă la apariția tensiunii în punctul R.

REGLAJUL DINAMIC

Se folosesc aceiași parametri de avans pe testerul electronic ca la RD-ul clasic.

RECOMANDĂRI:

— folosirea rezistențelor cu peliculă;

— folosirea condensatoarelor ceramice;

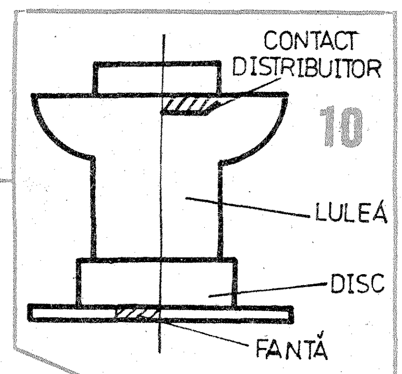
trebuie să se afle între 25° și 29° de pe sector. Dacă rezultatele nu sînt bune, se demontează RD, se aduce la banc și se modifică în sensul dorit poziția suportului portbobină pe sania portoscilator folosind canalele A și B.

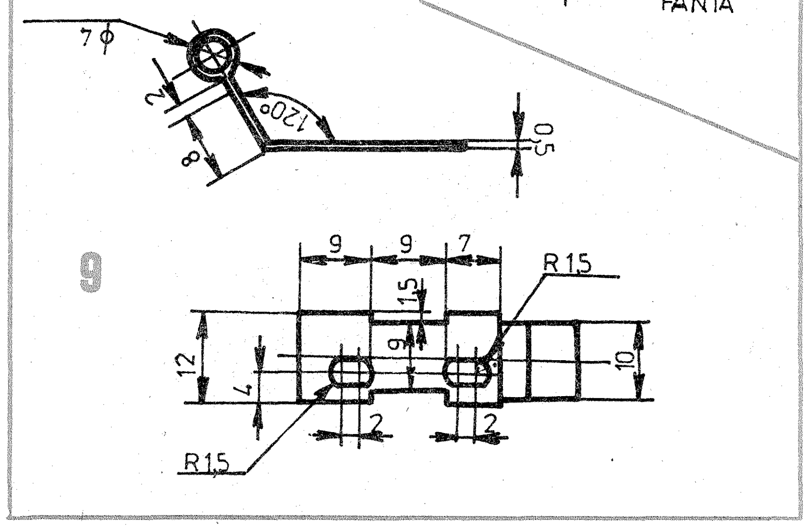
VARIANTA PENTRU „DACIA 1300"

Diferențele apar datorită unor elemente (două) de construcție specifice:

a) axul camelat este unul și același cu cel portlulea (la „Oltcit" sînt două axe diferite);

b) poziția de acționare a avansului





oscilator, fixîndu-se provizoriu numai prin gaura B.

Introducînd un șurub Ø 3 prin gaura A se va fixa pe suport plăcuța cu piesele oscilatorului. Se folosește în acest fel suportul de teflon ca izolator între plăcuță și sanie. Se conectează capetele bobinelor la plăcuța oscilatorului. Pe o plăcuță separată se montează piesele rămase din montaj și se va fixa într-o cutie separat de motor (chiar lîngă aprinderea electronică).

Se conectează cele două montaje și se testează pe banc; obturînd și deschizînd circuitul magnetic al celor două bobine, deschidem sau închidem tranzistorul T3. După ce ne asigurăm că totul este normal, deconectăm sania portoscilator și cu discul de aluminiu introdus în fantă le vom monta cu multă atenție: discul pe axul camelat, iar sania cu

REGLAJ

Static. Se introduce RD în locașul său, se alimentează montajul cu 12 V. Se conectează punctul R la aprinderea electronică a mașinii. Între punctul R și masă se branșează un voltmetru sau un bec. Se fixează știftul Ø5 din trusa mașinii prin capac în orificiul din volant corespunzător punctului de aprindere, prin mișcarea axului motor cu manivelă. Se mișcă RD pînă la apariția tensiunii de 12 V în punctul R. Se strîng piulițele RD.

Dinamic. Debranșăm tubul flexibil de la CV. Branșăm un turometru și o lampă stroboscopică pe fișa de IT de la cilindrul 1. Se aduce motorul la 3 000 ture/minut. Luminăm cu lampa stroboscopică sectorul gradat și volantul. Reperul „b" de pe volant

vacuumatic este inversă față de cea de la „Oltcit", aceasta datorită faptului că sensul de rotație al axului RD este diferit de la o mașină la alta. De aici apar deosebirile:

a) avansul centrifugal acționînd direct asupra axului camelat portlulea, vom confecționa discul de aluminiu ca în figura 9 și-l vom fixa direct pe lulea, dar numai și numai ca în figura 10;

b) suportul portbobină, sania portoscilator și arcul se vor confecționa după desenele din figurile 6, 7 și 8.

Montajul este identic.

REGLAJUL STATIC

Prin rotirea axului motor cu manivela mașinii se aduce volantul cu fanta în dreptul gradației 0 de pe carcasa ambreiajului. Branșăm un

— lăcuirea și apoi consolidarea pieselor pe suportul portoscilator cu ajutorul unui liant puțin elastic și rezistent la temperatură;

— practicarea fantelor în discul de aluminiu cu ajutorul unui strung cu divizor.

LISTA DE PIESE

R1 = 15 kΩ; R2 = 1 kΩ; R3 = 1 kΩ; R4 = 470 Ω; R5 = 470 Ω; R6 = 580 Ω; R7 = 2,4 kΩ; R8 = 1,2 kΩ; R9 = 3,3 kΩ; C1 = 1 nF/100 V; C2 = 510 pF/100 V; C3 = 20 nF/100 V; C4 = 4,7 nF/100 V; C5 = 50 μF/50 V; D1, D4, D5, D6 = 1N4148; D2 = EFD108; D3 = PL8V2; T1 = BF214; T2 = BC107A; T3 = BD139.

QTC de YO

În zilele de 13, 14 și 15 aprilie, s-a desfășurat la Ploiești cea de a 27-a ediție a Campionatului național de telegrafie-sală, la care au participat 59 de concurenți din 15 județe.

Concomitent cu Campionatul seniorilor și juniorilor mari, în aceleași condiții și după același regulament, s-a desfășurat și Concursul republican al juniorilor mici, majoritatea pionieri în vîrstă de la 10 la 15 ani. Cel mai mic concurent a fost BRENCU OANA din Ploiești, elevă în clasa a III-a.

Campionatele republicane din acest an ne-au prilejuit încă două recorduri la probele de transmitere viteză și îmbunătățirea unui record la recepție viteză.

Ca și recordurile omologate anul trecut la „Cupa federației", ce s-a desfășurat la Botoșani, recentele recorduri aparțin tot unor tineri utecişti, juniori mari, care în timpul liber se antrenează sistematic, reușind și de această dată să dovedească o înaltă măiestrie la transmiterea și recepționarea semnalelor morse.

Este vorba de tînărul MANCIU CĂTĂLIN din Giurgiu, elev în clasa a XI-a, care a transmis litere la viteza de 266 S/M (semne/minut) și cifre la viteza de 346 S/M, doborînd vechiul record, care a fost de 231 S/M la litere și 320 S/M la cifre.

Un alt rezultat de excepție este al juniorului PETHEU IULIAN din București, care a recepționat din nou cifre la viteza de 490 S/M.

CLASAMENTUL

Seniori — RECEPȚIE VITEZĂ
1. Manea Janeta — YO3RJ, campioană a R.S. România
2. Poterașu Marian — YO9-11909 Buzău
3. Câmpeanu Gheorghe — YO9ASS Prahova
4. Manciu Mihai — YO9OC Giurgiu
5. Costache Mihai — YO8COL Iasi
6. Popovici Cristian — YO8RCP Iași

Seniori — TRANSMITERE VITEZĂ
1. Manea Janeta — YO3RJ, campioană a R.S. România
2. Poterașu Marian — YO9-11909/BZ
3. Manciu Mihai — YO9OC Giurgiu
4. Mancaș Ștefan — YO8DOH Suceava
5. Costache Mihai — YO8COL Iași
6. Bădoiu Mircea — YO9AGI Dîmbovița

Seniori — REGULARITATE
1. Poterașu Marian — YO9-11909/BZ, campion al R.S. România
2. Manea Janeta — YO3RJ
3. Câmpeanu Gheorghe — YO9ASS Prahova
4. Manciu Mihai — YO9OC Giurgiu
5. Costache Mihai — YO8COL Iași
6. Ene Marian — YO7AWQ Olt

Juniori mari — RECEPȚIE VITEZĂ
1. Petheu Iulian — YO3FCA, campion al R.S. România
2. Dabija Gabriela — YO3FBZ
3. Manciu Cătălin — YO9FOC Giurgiu
4. Dobre Eugen Romeo — YO4RDW/VN
5. Zaborilă Constantin — YO8-7837/IS
6. Georgescu Constantin — YO8-7836/IS

Juniori mari — TRANSMITERE VITEZĂ
1. Manciu Cătălin — YO9FOC Giurgiu, campion al R.S. România
2. Petheu Iulian — YO3FCA
3. Dabija Gabriela — YO3FBZ
4. Pițigoi Ionuț — YO9FJW Dîmbovița
5. Iliescu Cezar — YO9-8905/PH
6. Scărlătescu Sofia — YO7-15890/OT

Juniori mari — REGULARITATE
1. Manciu Cătălin — YO9FOC și Petheu Iulian — YO3FCA, campioni ai R.S. România, amîndoi au realizat 720 de puncte
2. Dabija Gabriela — YO3FBZ
3. Pițigoi Ionuț — YO9FJW Dîmbovița
4. Dobre Eugen Romeo — YO4RDW Vrancea
5. Iliescu Cezar — YO9-8905/PH
6. Parasca Cristian — YO4-2776/CT.

Juniori mici — RECEPȚIE VITEZĂ
1. Georgescu Gabriela — YO8-7838/IS
2. Brencu Antonio — YO9-8913/PH
3. Rudeanu Cristina — YO8-7443/BC
4. Rusu Cristian — YO9-13027/DB
5. Tache Ioan — YO4-2826/CT
6. Cobianu Ion — YO9-13112/DB

Juniori mici — TRANSMITERE VITEZĂ
1. Cobianu Ion — YO9-13112/DB
2. Georgescu Gabriela — YO8-7838/IS
3. Prunache Sorin — YO9-13085/DB
4. Rusu Cristian — YO9-13027/DB
5. Ciobotaru Dumitru — YO4-19054/VN
6. Turturică Aurelian — YO3-200505/BU

Juniori mici — REGULARITATE
1. Cobianu Ion — YO9-13112/DB
2. Rudeanu Anca — YO8-7442/BC
3. Georgescu Gabriela — YO8-7838/IS
4. Rudeanu Cristina — YO8-7443/BC
5. Ciobotaru Dumitru — YO4-19054/VN
6. Rusu Cristian — YO9-13027/DB

BRIGADA DE ARBITRI
— Căpraru Vasile — YO3AAJ, arbitru principal
— Ailincăi Constantin — YO8MI
— Bratu Radu — YO4HW
— Iliaș Vasile — YO3CR
— Murărescu Nic — YO8ME
— Soare Lorian — YO3AAQ.

Campionatele s-au desfășurat la Liceul Industrial nr. 1 din Ploiești.

FILTRU DE ZGOMOT

(URMARE DIN PAG. 11)

Rezistența echivalentă colector-emitor a tranzistorului T3 este comandată de tensiunea continuă furnizată de filtru. În lipsa frecvențelor înalte, tensiunea mică de comandă determină o rezistență echivalentă mare colector-emitor a tranzistorului T3. În acest fel, filtrul trece-jos R6-C5 limitează semnalul audio util, lăsînd să treacă spre ieșirea montajului doar componentele de frecvență medie și joasă. În cazul în care semnalul audio util prezintă un spectru bogat de frecvențe înalte, tensiunea continuă, de valoare ridicată, furnizată de redresorul cu dublare de tensiune, determină apariția unei rezistențe echivalente colector-emitor reduse a tranzistorului T3. În această situație semnalul audio util trece nemodificat spre ieșirea montajului, deoarece rezistența R6 este șuntată de către tranzistorul T3, eliminîndu-se astfel acțiunea filtrului trece-jos R6-C5.

În scopul împiedicării pătrunderii pulsațiilor tensiunii continue de comandă furnizată de redresorul cu dublare de tensiune, s-a prevăzut amplasarea între baza și emitorul tranzistorului T3 a condensatorului C4. Acesta, împreună cu rezistența R10, formează un filtru trece-jos care optimizează comanda în tensiune a tranzistorului T3.

Semnalul audio prelucrat este aplicat, prin intermediul condensatorului C8, etajului de amplificare care conține tranzistorul T4. Se observă că semnalul audio util destinat prelucrării de către filtrul trece-jos (R6-R5-T3) este prelucrat din divizorul de tensiune R3-R4 aflat în emitorul tranzistorului T1. Semnalul audio util a fost micșorat în scopul limitării distorsiunilor neliniare care ar putea fi introduse de rezistența echivalentă colector-emitor a tranzistorului T3. Pentru readucerea la nivelul inițial, semnalul este amplificat de către etajul care conține tranzistorul T4. Tranzistorul T4 realizează o amplificare de cca 23 dB.

Pentru realizarea unei rezistențe de ieșire convenabile a montajului s-a prevăzut etajul de tip repetor pe emitor, care conține tranzistorul T5. El este cuplat galvanic cu tranzistorul T4, tot în scopul minimizării procentajului total de distorsiuni THD introduse de montaj.

Pragul de acționare al filtrului de zgomot este determinat de poziția cursorului potențiometrului R2. Poziția dinspre emitorul tranzistorului T2 corespunde pragului minim de prelucrare introdus de montaj (la cca —45 dB).

REALIZARE ȘI REGLAJE

Montajul se realizează pe o plăcuță de stratostratitex placat cu folie de cupru. La realizarea traseelor de cablaj imprimat se iau toate măsurile pentru montaje de acest gen, și anume traseu de masă gros de minimum 3 mm, lipsa buclei de masă, structura fizică de cvadripol a blocurilor funcționale etc. Se folosesc componente electrice de bună calitate.

După realizarea practică, se alimentează montajul de la o sursă de tensiune U_A = 12 V, stabilizată și bine filtrată.

Se verifică prezența tensiunilor menționate pe schema electrică. În cazul unor diferențe mai mari de 5%, se fac modificări în scopul readucerii la regimul normal de funcționare, conform precizărilor din tabel.

După aceste reglaje, montajul se intercalează funcțional la magnetofon, casetofon sau pick-up, între etajul corector de ton și amplificatorul de putere. Se pornește aparatul electroacustic și, acționînd cursorul potențiometrului semireglabil R2, se stabilește nivelul de corecție dorit al semnalului audio util.

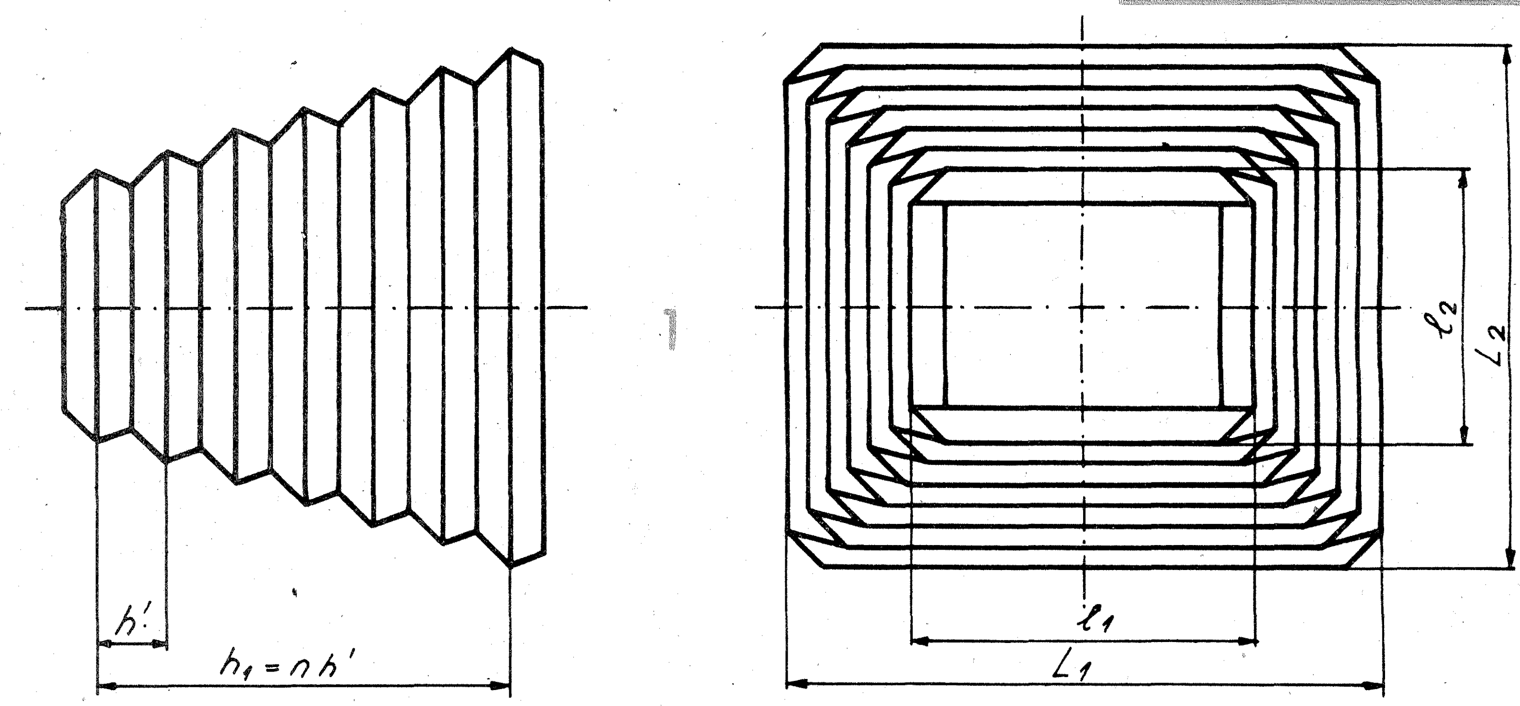
După efectuarea acestor reglaje, montajul se ecranează folosind o cutie din tablă de fier, după care se rigidizează în ansamblul electroacustic. Obligatoriu, legăturile ce privesc semnalul audio util se realizează cu conductor ecranat.

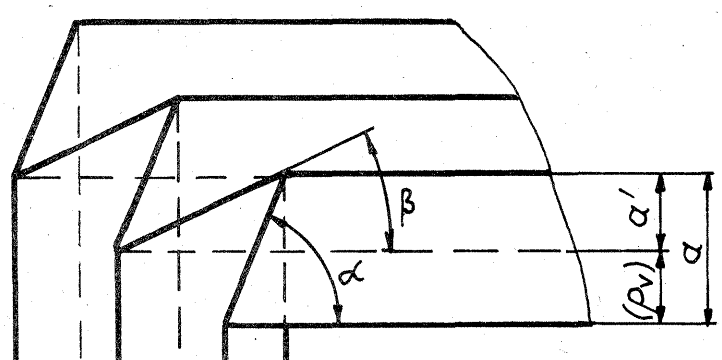
FOTOTEHNICĂ

CONFECȚIONAREA BURDUFURILOR

Ing. GHEORGHE NISTOROIU

Unele aparate utilizate în tehnica fotografică includ în construcția lor burdufuri de formă piramidală sau paralelipipedică, avînd rolul de a forma camere obscure pe traseele fasciculelor luminoase. Burdufurile asigură joncțiunea între acele elemente ale aparatelor care efectuează curse de deplasare mari în scopul punerii la punct a sistemelor optice, în cazul în care folosirea unor monturi mecanice ar conduce la creșterea exagerată a gabaritului și greutății. Pentru acei fotoamatori care doresc să realizeze cu forțe proprii un burduf pentru a echipa un aparat construit de ei sau pentru a înlocui un burduf uzat, se prezintă în continuare o metodă accesibilă de confecționare a burdufurilor prin pliere gofreu cu gofreu, pornind de la o foaie de material plană pe care s-a trasat o desfășurată.





Din punct de vedere al formei, burdufurile cu patru fețe se clasifică în două categorii: burdufuri paralelipipedice și burdufuri piramidale. Primele se utilizează de regulă atunci cînd diametrul fasciculului luminos este constant de-a lungul axei sale. Acestea prezintă dezavantajul că după pliere au o lungime relativ mare, deoarece gofreurile se suprapun unele peste altele. Burdufurile piramidale se folosesc acolo unde fasciculul luminos are formă conică (fig. 1). Acestea au după pliere, la număr egal de gofreuri, o lungime considerabil mai redusă decît cele paralelipipedice, deoarece gofreurile lor se suprapun doar parțial.

Pentru a efectua trasarea liniilor desfășuratei avînd ca date inițiale dimensiunile bazelor și lungimea burdufului, trebuie calculate o serie de elemente geometrice auxiliare, definite după cum urmează:

L1, L2, l1, l2 — dimensiunile bazei mari, respectiv bazei mici (fig. 1);

h1 — lungimea burdufului în extensie maximă admisibilă;

h′ — pasul unui gofreu în extensie maximă admisibilă;

pv — scăderea înălțimii între două gofreuri alăturate, în plan vertical (fig. 2);

po — scăderea înălțimii între două gofreuri alăturate, în plan orizontal;

n — numărul total de gofreuri;

α, β — unghiurile care definesc zona de joncțiune dintre muchiile orizontale și cele verticale (definite pe figura 2, care reprezintă în detaliu cîteva gofreuri în stare pliată);

γ — unghiul format pe desfășurată de muchiile gofreurilor a două fețe adiacente (fig. 3, 4).

Avînd dimensiunile liniare definite mai sus, unghiurile α, β, γ se calculează astfel:

$$tg\alpha = \frac{a}{b'} \quad (1)$$

$$tg\beta = \frac{a'}{b} \qquad (2)$$

$$a + a' = b + b' \qquad (3)$$

Egalitatea (3) reprezintă relația de continuitate a materialului. Determinarea unghiului γ se poate face prin mai multe metode. Una din acestea folosește figura 3, unde s-a reprezentat o porțiune din desfășurată:

$$\gamma = \alpha - \widehat{OBC} \qquad (4)$$

Din $\triangle$OAB avem:

$$\widehat{OBC} = \arcsin \frac{b'}{OB} \qquad (5)$$

Înlocuind relația (4) $\widehat{OBC}$ și $OB = \frac{a}{\sin\alpha}$, se obține în final:

$$\gamma = \alpha - \arcsin (\cos \alpha) \qquad (6)$$

Formulele sînt deduse pentru cazul general al burdufului piramidal, cu bazele dreptunghice și înclinare diferită a fețelor laterale. În cazul particular cînd dimensiunile bazelor sînt egale (cazul burdufului paralelipipedic), relațiile 1—6 se simplifică:

$$po = 0;\ pv = 0;\ a = a' = b = b'\ \ tg\alpha = 1;\ \alpha = 45°;\ tg\beta = 1;\ \beta = 45° \qquad (7)$$

$$\gamma = 0 \qquad (8)$$

Precizia necesară trasării unei desfășurate este asigurată de către o planșetă obișnuită avînd valoarea diviziunii cadranului unghiular de 1 grad. Cu cît burduful este mai lung, cu atît este necesară o precizie mărită în măsurarea unghiurilor.

În continuare se prezintă un algoritm de alegere a parametrilor geometrici și de trasare a desfășuratei pe foaia ce urmează a fi pliată. Datele inițiale, care trebuie stabilite în funcție de mărimea elementelor de care se atașează burduful, sînt: dimensiunile bazelor piramidei L1, L2, l1, l2 și lungimea burdufului în extensie maximă h1:

— se alege numărul de gofreuri, n (întreg);

— se calculează pv, po și h cu relațiile:

$$pv = \frac{L2 - l2}{2n} \qquad (9)$$

$$po = \frac{L1 - l1}{2n} \qquad (10)$$

$$h = \frac{h1}{n} \qquad (11)$$

— rezolvînd sistemul de ecuații:

$$b - b' = po \qquad (12)$$

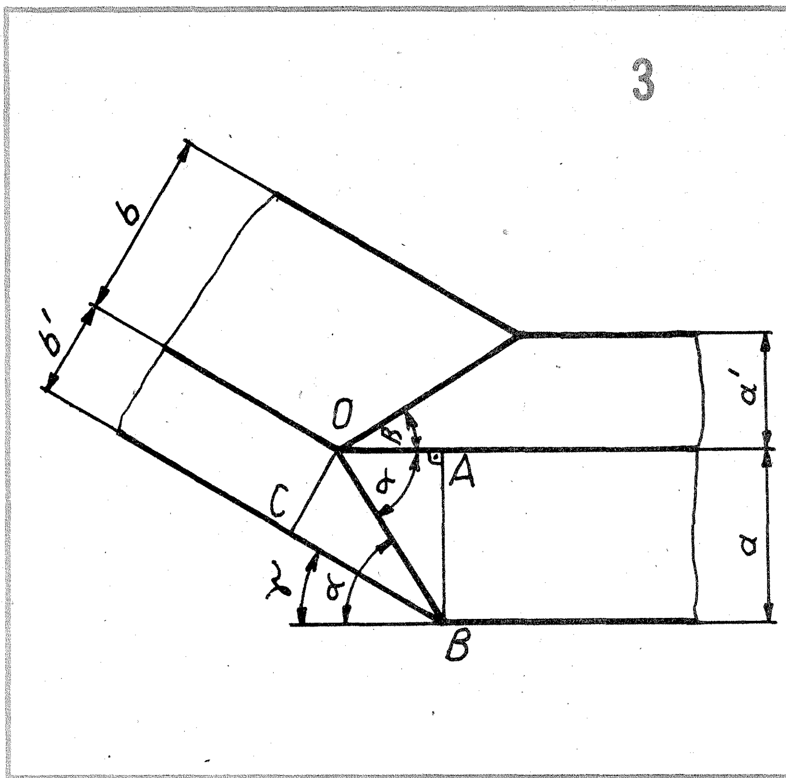
$$a - a' = pv \qquad (13)$$

$$b + b' = a + a' = 1{,}4\ h \qquad (14)$$

se determină a, a', b, b';

— se calculează unghiurile α, β, γ respectiv cu relațiile (1), (2), (6);

— se calculează dimensiunile Lc și lc ale dreptunghiului în care se încadrează desenul (trasat cu linie subțire întreruptă în figura 4):



$$Lc = (1+\cos 2\gamma)\ (L1 - 2a \cdot ctg\alpha) + 2 \cdot L2 \cdot \cos\gamma + 0{,}2 l1 \cdot \cos 2\gamma \qquad (15)$$

$$c = 0{,}55\ l1 \cdot \sin 2\gamma + (l2 - 2b' \cdot ctg\ (\alpha - \gamma))\ \sin\gamma \qquad (16)$$

$$lc = c + (n+1)\ a + na' \qquad (17)$$

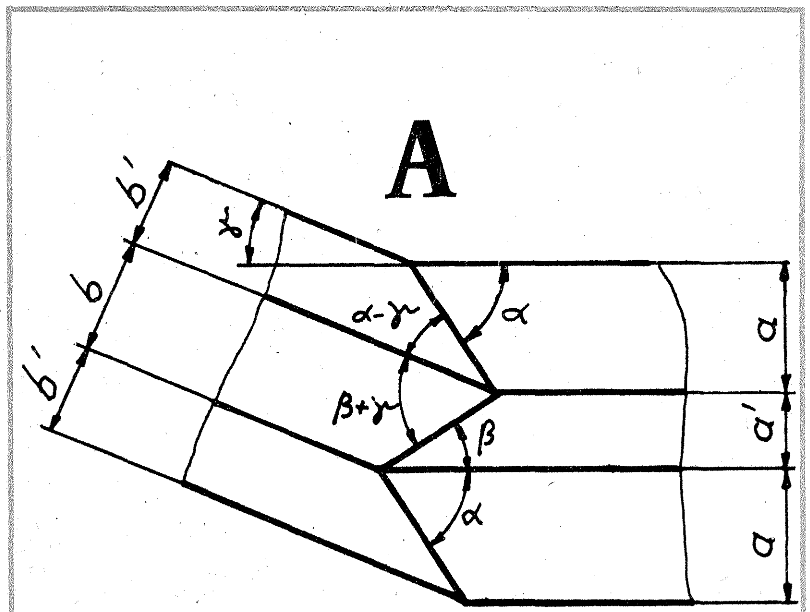
— urmărind figura 4, se trasează pe mijlocul dreptunghiului de încadrare axa longitudinală a desfășuratei. Ținînd cont de distanța c de la latura superioară a dreptunghiului de încadrare, se trasează 2n+1 linii orizontale, avînd între ele alternativ distanțele a, respectiv a'. Pe prima linie de sus se delimitează, simetric față de axă, un segment de lungime l1. Conform figurii 4 (detaliul A), se trasează la ambele capete ale segmentului liniile de îndoire determinate de unghiul α, apoi cele determinate de unghiul β, fiind astfel configurat primul gofreu al feței orizontale. Se repetă aceleași operații pînă cînd întreaga față este gata;

— trasarea muchiilor celor două fețe verticale adiacente se face conform figurii 4, ținînd cont de valorile unghiurilor din detaliul A, calculate anterior. În acest stadiu se poate verifica dacă figura este corect construită, prin măsurarea pasului gofreurilor, b+b', care trebuie să rezulte prin construcție la valoarea calculată anterior;

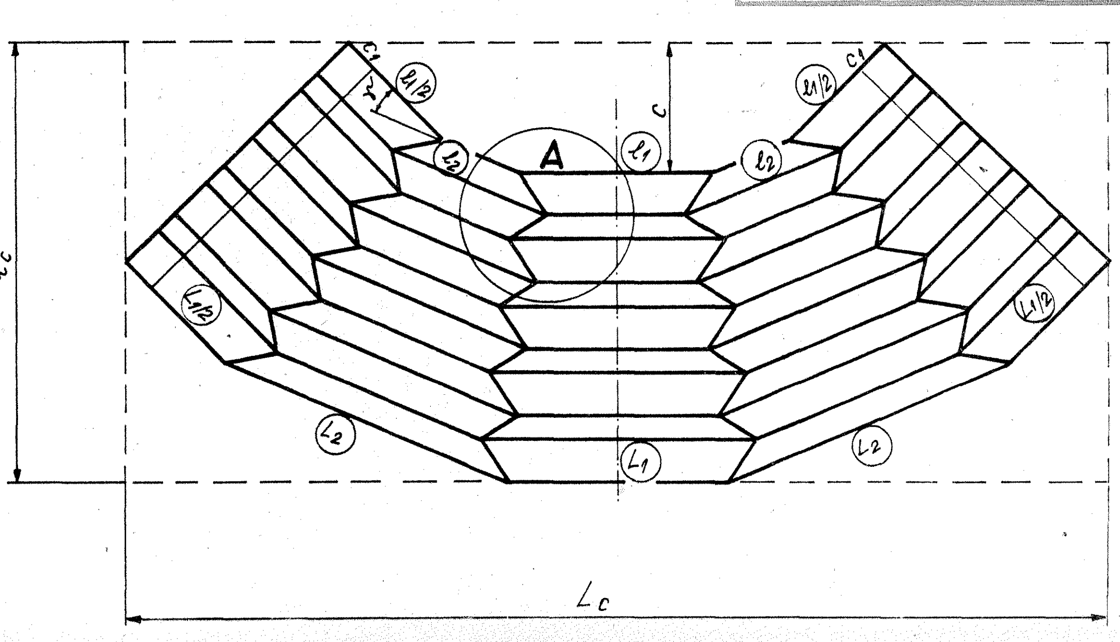
— trasarea zonelor marginale care, după îndoire și împreunare, vor forma a doua față orizontală a burdufului se face analog, ținînd cont de înclinarea cu unghiul γ față de muchiile fețelor verticale. În scopul asamblării prin lipire cu adeziv s-a prevăzut la fiecare jumătate de desfășurată cîte o fîșie de lățime C1 = l1/10.

Pentru a simplifica operațiile de trasare prin eliminarea măsurătorilor repetate de unghiuri, se pot trasa linii ajutătoare prin vîrfurile gofreurilor, ale căror intersecții cu laturile să constituie puncte de plecare pentru trasarea muchiilor laturii adiacente. Liniile ajutătoare se execută cu linie subțire, iar cele ale desfășuratei cu linie groasă apăsată, pentru ca deformarea locală a materialului să favorizeze îndoirea lui ulterioară. După încheierea trasării se decupează desfășurata pe conturul exterior și se execută plierea pornind de la baza mică a piramidei. Operația de pliere nu ridică probleme deoarece materialul parțial îndoit are tendința de a lua forma impusă, greșelile de pliere fiind practic imposibile. Înainte de lipirea marginilor se verifică dimensiunile bazelor și paralelismul gofreurilor fețelor opuse ale piramidei.

Materialul din care se execută burduful poate fi preșpanul, cartonul simplu sau cartonul pînzat. Se poate folosi și o folie de material plastic, cu condiția ca aceasta să permită îndoirea și să asigure rigiditatea necesară după pliere. În funcție de scopul căruia îi este destinat, burduful poate fi vopsit pe interior în culoarea neagră, pentru eliminarea reflexiilor parazite, iar la exterior acoperit cu o vopsea care să-i mărească rigiditatea și să-l facă impermeabil.



4



REVISTA REVISTELOR

TUROMETRU

Aparatul indică, prin intermediul unor diode LED, valori ale turației de 750, 1 000, 2 000, 2 500, 3 000 și 4 000 ture/minut.

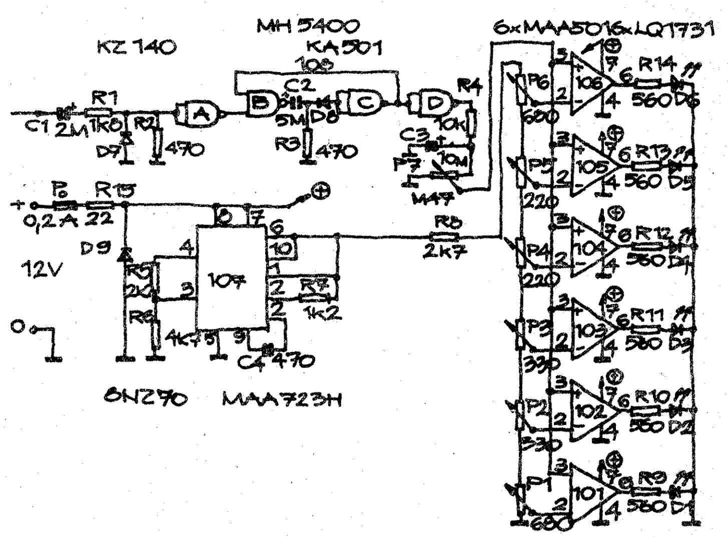
Semnalul luat de la bobina de inducție este aplicat unui formator compus din circuitul MH5400 (CDB400), apoi aplicat prin P7 circuitelor operaționale MAA501 (A709), care la rîndul lor comandă aprinderea LED-urilor.

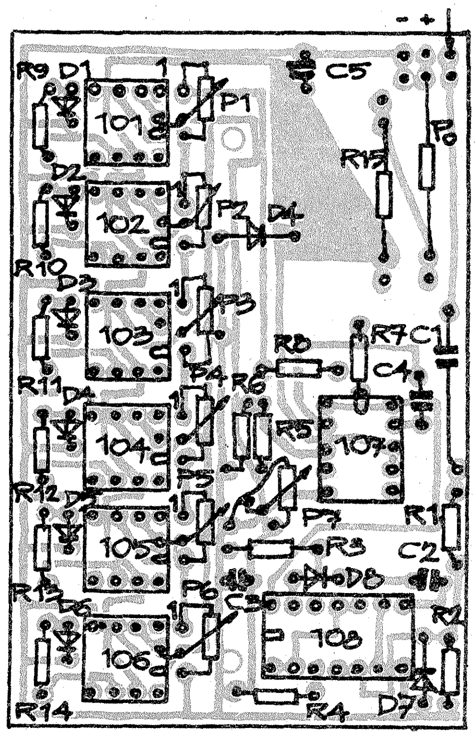
Reglajul se face astfel: dintr-un generator se aplică la C1 semnal de 25 Hz. La ieșirea lui P7 se fixează un nivel de 0,5 V. La 25 Hz se reglează P1 pentru aprinderea LED-ului ce indică 750 ture/minut, apoi la 33 Hz P2 se reglează 1 000 ture/minut, la 66 Hz se reglează 2 000 ture/minut (P3); 82 Hz este util pentru 2 500 Hz (P4), 99 Hz reglează 3 000 Hz (P5), iar 132 Hz reglează 4 000 Hz din potențiometrul P6.

Alimentarea se face prin circuitul stabilizator 723.

Dioda KZ140 este de tip Zener (2,8—3,2 V), dioda D9 este de tip Zener pentru Uz=16 V, iar dioda D8 (KA501) are echivalent 1N4148.

ELECTRON, 4/1989

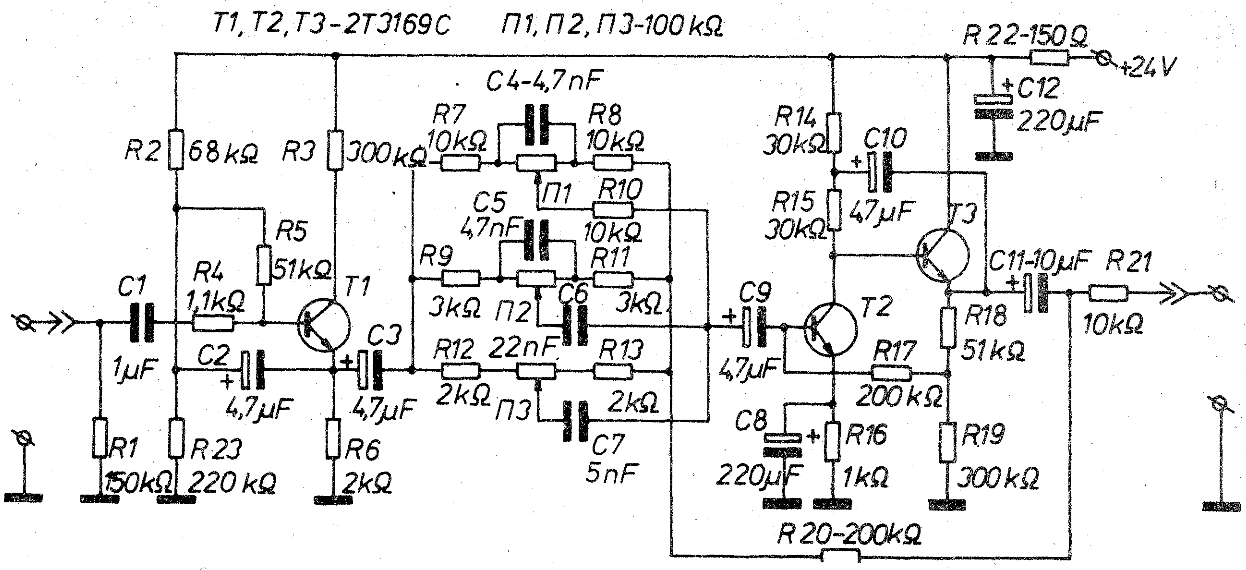




CORECTOR DE TON

Cu o impedanță de intrare de 150 kΩ, montajul poate corecta caracteristica de frecvență în banda audio în 3 zone. Nivelul de intrare trebuie să fie între 200 mV și 2 V. Nivelul de ieșire este de 750 mV. Toate tranzistoarele sînt BC109 sau BC547.

MLAD KONSTRUKTOR, 3/1986



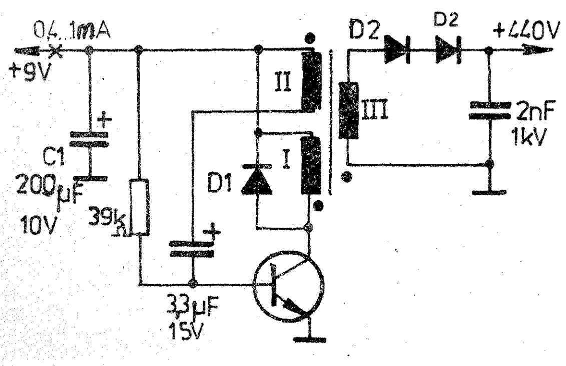
CONVERTIZOR

Montajul permite obținerea unei tensiuni de 440 V pentru alimentarea unor contoare cu descărcare în gaze. Se alimentează cu 9 V, iar etajul generator produce în secundarul transformatorului tensiunea de valoare ridicată.

Transformatorul este construit pe un tor de ferită 16x10x4,5 mm, la care înfășurarea 1 are 8 spire, înfășurarea 2 are 3 spire, iar înfășurarea 3 are 420 de spire.

Înfășurarea 3 se face cu sîrmă CuEm+M 0,07, celelalte înfășurări cu sîrmă CuEm 0,2. Tranzistorul este KT630, D1 este 1N4004, iar D2 este 1N4007.

RADIO, 2/1989

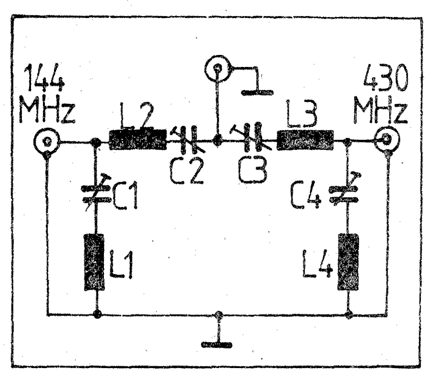


SUMATOR

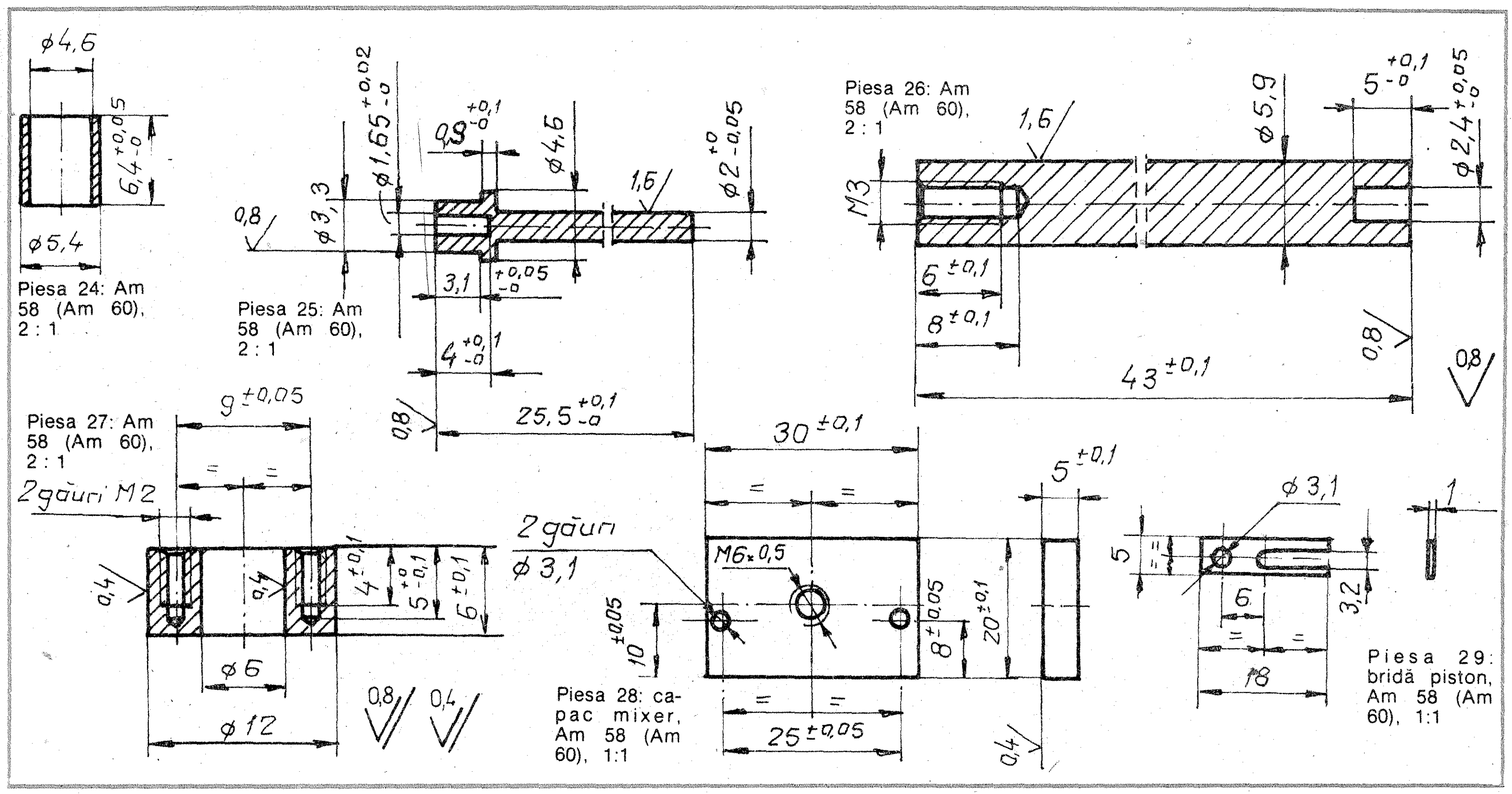
Cu acest montaj se pot cupla antenele de 144 MHz și 432 MHz la un singur cablu de coborîre. Circuitele se acordează astfel: L1C1=L3C3=432 MHz, L2C2=L4C4=144 MHz.

Bobinele L1, L3 au cîte 3 spire CuAg 0,8, lungimea bobinei 12,6 mm, diametrul 6 mm; bobinele L2=L4 au cîte 5 spire CuAg 0,8, lungimea unei bobine 20 mm și diametrul 6 mm. C1=C5=5 pF, C2=C4=15 pF.

PRACTICAL WIRELESS, 10/1988



TV-DX



(URMARE DIN PAG. 13)

Valoarea finală a curentului se va stabili după ce tot sistemul va funcționa. Prin polarizarea diodei cu un curent continuu de 0,1—0,4 mA se poate determina un punct de funcționare în care factorul de zgomot al mixerului să fie minim, obținîndu-se astfel o îmbunătățire a factorului de zgomot cu 1 dB pînă la 2 dB.

În momentul de față oscilatorul funcționează, dar nu se cunoaște exact frecvența lui de oscilație. Dacă sistemul s-ar pune în funcțiune în această situație, atunci ar fi aproape imposibil de recepționat o imagine înainte de a regla măcar cu aproximație frecvența oscilatorului local.

Pentru stabilirea frecvenței oscilatorului local vă recomandăm să procedați în felul următor: să recepționați un număr de canale cu un sistem deja construit, de preferință cu un convertor standard (realizat industrial). Să marcați pe scala aparatului frecvențele canalelor recepționate pentru ca, prin interpolare, să puteți determina ulterior frecvența oscilatorului local al convertorului ce trebuie reglat. Alimentați oscilatorul și căutați să recepționați semnalul generat de acesta cu receptorul. Cele două convertoare se pot situa la o distanță de cîțiva metri unul de celălalt. În momentul în care se recepționează un semnal, de pe ecranul televizorului dispare zgomotul și imaginea se umple cu o tentă continuă de alb sau de negru. Frecvența de oscilație se va stabili mai precis urmărind indicatorul de nivel al receptorului.

În cazul în care nu recepționează nici un semnal, atunci trebuie acționat butonul de reglaj brut al oscilatorului, după care se repetă operația. În același timp se urmărește indicația curentului prin dioda de mixaj cu care se verifică funcționarea oscilatorului.

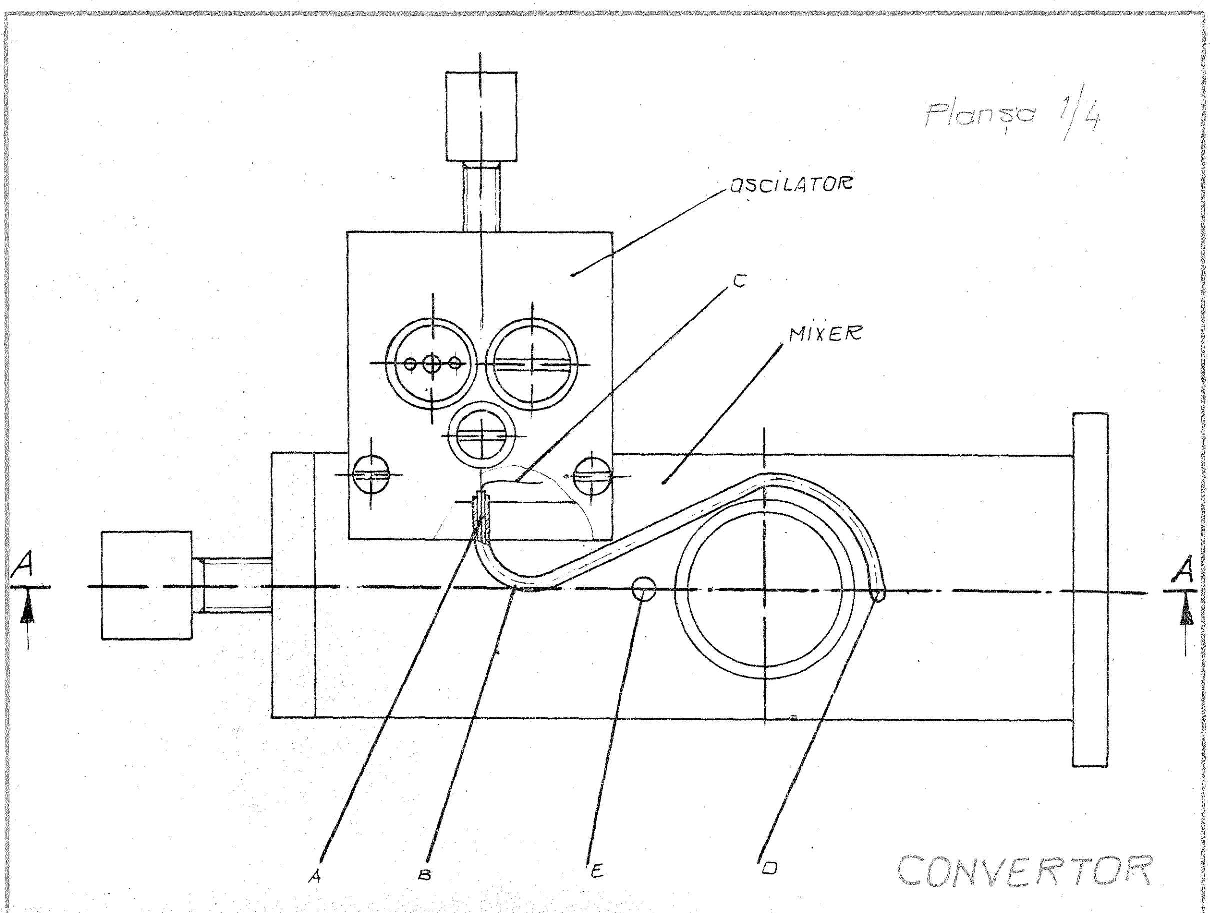
Dacă imaginea obținută este perturbată de diferiți paraziți, este posibil ca aceștia să se datoreze unui mod de funcționare instabil al oscilatorului, lucru ce se poate remedia schimbînd tensiunea de alimentare a acestuia. Prin varierea tensiunii de alimentare a oscilatorului se modifică și frecvența de lucru a acestuia, fapt ce poate fi folosit ulterior pentru un reglaj fin al frecvenței de lucru.

În continuare se efectuează operația de prereglare a mixerului. Pentru aceasta se reglează frecvența oscilatorului pînă cînd aceasta devine egală cu cea a canalului ce trebuie recepționat. În continuare se reglează pistonul din spatele diodei pentru o valoare maximă a curentului prin dioda de mixaj.

Dacă în cursul operațiilor de reglaj curentul prin diodă crește peste valoarea de 1 mA, atunci se va reduce injecția de la oscilator prin scoaterea sondei din ghidul de unde. Se va căuta să se mențină curentul prin diodă în limitele menționate mai sus. În cazul în care curentul prin diodă crește peste 5 mA, aceasta se poate distruge sau poate să-i crească zgomotul.

În continuare se reglează pistonul liniei de adaptare a diodei la ghid. Această operație se realizează similar cu cea dinainte. Se repetă cele două operații pînă cînd se obține o valoare maximă a curentului prin diodă.

Reglarea șuruburilor de adaptare din fața diodei ar trebui să aibă o acțiune contrară, adică reglajul optim se va obține pentru un curent minim prin diodă. Aceste șuruburi de reglaj au o mai mică influență și, ca atare, reglajul este mai puțin sensibil.



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

T SERVICE

POP PAUL — Turda
În vederea publicării materialului elaborat de dv. vă rugăm să ne trimiteți desenul cablajului imprimat și desenul dispunerii pieselor pe cablaj.

COCINDĂU EUGEN — jud. Vaslui
Înlocuiți tubul EL41 cu EL84 prin schimbarea soclului.
Folosiți diode EFD108.

TIVIG CONSTANTIN — jud. Alba
Datele bobinelor sînt publicate în articol.
Recitiți cu atenție articolul.

SZEL LORAND — Cluj-Napoca
Încercați montarea în radioreceptor a unor tranzistoare EFT317 sau AF139.
La selectorul cu tranzistoare pnp nu puteți să mai cuplați circuitul de RAA (acesta dă semnal cu polarități pentru tranzistoare npn).
Montați pe noul selector un potențiometru semireglabil cu valoarea de 10—15 kΩ, cuplat între +12 V și masă; de la cursor luați semnal fix pentru noul selector (reglaj pentru imagine optimă). Deci noul selector va fi cu amplificare fixă.

ENACHE DANIEL — Galați
În televizor nu funcționează etajul baleiaj pe verticală. Solicitați schema la cooperativă.

KECSKÉS ZOLTÁN — jud. Mureș
Nu deținem schema unui osciloscop cu tub catodic de la televizorul „Venus" și nici de la alte televizoare.

ȘTIRBU DUMITRU COSMIN — Tulcea
Vă rugăm să ne comunicați și bibliografia la articol.

MALCIU GEORGE — jud. Călărași
Notația tranzistoarelor la care vă referiți este o notație de uz intern a unui produs industrial, așa că nu vă putem indica ce caracteristici au. Vă restituim și tranzistoarele.

PAPA ROMEO — jud. Giurgiu
Banda III de televiziune se închide cu canalul 12 (222—230 MHz), iar banda IV TV începe cu canalul 21 (470—478 MHz). În intervalul dintre aceste benzi frecvențele sînt alocate altor servicii.
În „Tehnium" a fost publicată atît construcția unor antene, cît și a amplificatoarelor de antenă pentru UUS.
Norma CCIR (B, D, F) stabilește un ecart de 5,5 MHz între subpurtătoarea de sunet și cea de imagine, la OIRT această diferență fiind de 6,5 MHz. Toate acestea sînt valabile pentru benzile I, II, III. Răspuns la multiplele dv. întrebări găsiți în minunata lucrare „Agenda radioelectronistului", autor N. Drăgulănescu, Ed. Tehnică, 1984.

SAVA MARIAN — Buzău
Defectul în televizor este mai complex și depanarea impune vizualizarea formelor impulsurilor la baleiaj linii (deformări de timp).

GASSER LUIGI — Slobozia
Amplificatorul la care vă referiți este apt numai pînă la canalul 35 (așa cum afirmă și autorul) și nu poate acoperi gama de frecvențe pînă la 1 GHz.

ISPAS DORU — Pitești
Nu deținem schema unui receptor pentru stația de telecomandă tip „Telefunken".
Construiți un receptor inspirîndu-vă din schemele deja publicate.

I. M.

CASETOFONUL CORINA

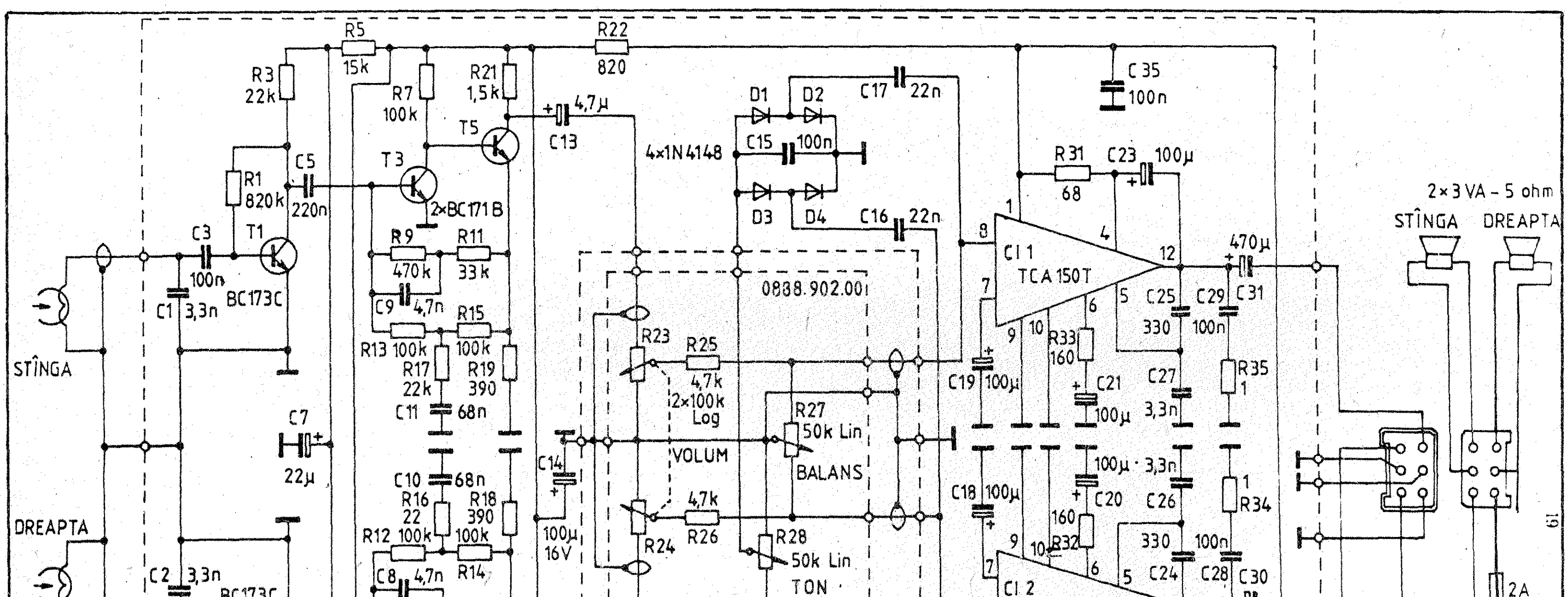
MIRCEA STANCIU — Brașov

Casetofonul „Corina", produs „Electromureș", este destinat a fi montat în autoturisme pentru redarea programelor stereo înregistrate pe casete magnetice.

Puterea nominală debitată este de 2,6 W, într-o bandă de frecvențe cuprinsă între 80 Hz și 8 kHz. Casetofonul se livrează cu două difuzoare 3 W/5 Ω.

Semnalul de la capul magnetic este aplicat unui preamplificator (T1), apoi etajelor T3, T5 în care este montată și rețeaua egalizatoare a caracteristicii de frecvență. Din colectorul tranzistorului T5 semnalul este preluat de potențiometrul de volum și transmis amplificatorului audio de putere TCA150T.

Între intrările amplificatoarelor de putere este montat și potențiometrul de balans. Sistemul de antrenare mecanică este prevăzut cu regulator electronic de turație.



Redactor-șef: ing. IOAN ALBESCU
Redactor-șef adj.: prof. GHEORGHE BADEA
Secretar responsabil de redacție: ing. ILIE MIHĂESCU
Redactor responsabil de număr: fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU

Administrația Editura Scînteia

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic „Casa Scînteii"